R. Stere
I. Ristea
M. Bodea

# TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP

EDITURA TEHNICĂ

# PREFAȚĂ

*Tranzistoarele cu efect de cîmp — sau unipolare — deși au fost realizate sub formă experimentală aproape concomitent cu tranzistoarele „cu joncțiune" sau bipolare, au avut o dezvoltare industrială mult mai lentă decît acestea din urmă, deoarece impuneau condiții mai severe tehnologiei de fabricație.*

*Abia după 1965, în urma punerii la punct a tehnologiilor „Planar" și MOS (Metal-Oxid-Semiconductor) pe siliciu, tranzistoarele cu efect de cîmp, realizate în două variante constructive (cu grilă-joncțiune și cu grilă izolată) — în structură MOS — au început să fie fabricate în masă.*

*Actualmente, tranzistoarele cu efect de cîmp sînt utilizate pe scară largă în circuitele electronice, alături de tranzistoarele bipolare, atît sub formă de componente discrete, cît și în circuite integrate.*

*Față de tranzistoarele bipolare, tranzistoarele unipolare sau cu efect de cîmp (care se prescurtează TEC în această lucrare) au unele avantaje și posibilități specifice, deosebit de interesante pentru o serie de aplicații. Astfel, ca amplificator, TEC prezintă impedanță de intrare, amplificare de curent și de putere foarte mari, distorsiuni și intermodulație reduse, dependență de temperatură scăzută, zgomot coborît la frecvențe înalte etc.*

*O particularitate a TEC o reprezintă posibilitatea de utilizare a sa ca rezistență variabilă, controlată prin tensiune.*

*Ca element de comutație TEC are tensiuni reziduale nule, curenți reziduali reduși, puteri de comandă neglijabile, posibilitatea de a realiza circuite de comutație cu putere absorbită extrem de mică și circuite integrate de mare complexitate la dimensiuni minime.*

*În lucrarea de față autorii își propun să prezinte principiile de funcționare, caracteristicile și aplicațiile tranzistoarelor cu efect de cîmp moderne, accentuînd proprietățile și aplicațiile care le sînt specifice, pentru a permite înțelegerea și utilizarea mai largă și în țara noastră a acestor importante tipuri de tranzistoare.*

*După un scurt capitol introductiv, care explică esența funcționării TEC, urmează capitolul al doilea, închinat analizei mai detaliate a principiilor funcționării, caracteristicilor și comportării în circuite a TEC cu grilă joncțiune — TEC-J și capitolul al treilea, închinat acelorași aspecte, ale TEC cu grilă izolată — TEC-MIS.*

*Această primă parte a lucrării, a fost elaborată de M. Bodea.*

*Urmează partea a doua a lucrării, cuprinzînd capitolele închinate aplicațiilor TEC: în amplificatoarele de joasă frecvență și de curent continuu (autor R. Stere), în circuite de radiofrecvență (I. Ristea), ca rezistență variabilă controlată prin tensiune (R. Stere), ca element de comutație analogică (R. Stere) și în circuitele logice și basculante (I. Ristea).*

*Pentru a da posibilitatea cititorilor să folosească lucrarea și ca manual de referință, capitolele lucrării au fost astfel elaborate încît să poată fi studiate și independent; de exemplu, elementele esențiale ale informației necesare asupra TEC pentru aplicația considerată sînt rezumate succint la începutul capitolului; de asemenea, se dau exemple de scheme concrete, cu valori, pentru principalele aplicații.*

*În același scop, lucrarea este însoțită de o amplă bibliografie, adusă la zi, cu o parte generală cuprinzînd 12 lucrări (prezentate la finele capitolului introductiv, 1) care se ocupă fie exclusiv, fie în mare parte cu TEC și cu o parte specială, pe capitole, cuprinzînd lucrări selecționate din revistele de specialitate, la care în text se fac trimiteri pentru completarea unora din aspectele și aplicațiile tratate.*

*AUTORII*

## CUPRINS


*Prefață* .. 5

*Capitolul 1.* **Introducere** .. 11

1.1. Generalități .. 11
1.2. Simboluri pentru TEC .. 21
1.3. Comparație între tranzistoarele bipolare și cele unipolare .. 24

Bibliografie generală .. 25

*Capitolul 2.* **Tranzistorul cu efect de cîmp cu grilă-joncțiune** .. 27

2.1. Funcționarea TEC-J .. 28
2.1.1. Joncțiunea *pn* polarizată invers .. 28
2.1.2. Caracteristicile statice ale TEC-J .. 29
2.2. Caracteristicile statice și de joasă frecvență, la semnal mic, ale TEC-J .. 34
2.2.1. Canalul uniform dotat .. 34
2.2.2. Canal cu profil arbitrar de impurități .. 41
2.2.3. Îmbunătățiri ale teoriei simplificate .. 46
2.2.4. Influența temperaturii asupra caracteristicilor TEC-J .. 49
2.3. Efecte de frecvență asupra TEC-J .. 57
2.3.1. Completări ale schemei echivalente de la frecvențe joase .. 57
2.3.2. Comportarea TEC-J la frecvențe înalte .. 61
2.4. Aspecte tehnologice ale TEC-J .. 72

Bibliografie .. 77

*Capitolul 3.* **Tranzistorul cu efect de cîmp cu grilă izolată** .. 79

3.1. Regiunea de sarcină spațială la suprafața unui semiconductor la echilibru termic .. 79
3.2. Capacități MIS .. 86
3.2.1. Capacitatea MOS ideală .. 87
3.2.2. Sistemul siliciu-bioxid de siliciu .. 93
3.2.3. Capacitatea MOS reală .. 96
3.3. Regiunea de sarcină spațială la suprafața unui semiconductor la neechilibru termic .. 102

3.4. Caracteristicile statice şi de joasă frecvenţă ale TEC-MIS .. 109
3.4.1. Modul de lucru al TEC-MIS cu canal indus .. 109
3.4.2. Caracteristici statice .. 112
3.4.3. Parametri de joasă frecvenţă şi semnal mic pentru TEC-MIS .. 122
3.5. Efecte de frecvenţă asupra TEC-MIS .. 127
3.5.1. Completări ale schemei echivalente de la frecvenţe joase .. 127
3.5.2. Comportarea TEC-MIS la frecvenţe înalte .. 128
3.6. Instabilităţi ale caracteristicilor TEC-MIS .. 135
3.6.1. Efecte de temperatură .. 135
3.6.2. Efecte determinate de sarcinile din oxid .. 138
3.7. Stadiul actual al tehnologiei dispozitivelor MIS .. 138
3.7.1. Tehnologia standard .. 138
3.7.2. Variante ale structurii uzuale de TEC-MOS .. 140
Bibliografie .. 145

*Capitolul 4.* **Amplificatoare de joasă frecvenţă şi de curent continuu** .. 148

4.1. Tranzistorul cu efect de cîmp ca amplificator .. 148
4.2. Alegerea şi stabilizarea punctului de funcţionare .. 151
4.2.1. Alegerea punctului de funcţionare .. 151
4.2.2. Circuite de polarizare şi stabilizare a punctului de funcţionare .. 153
4.3. Etajul amplificator cu un TEC .. 157
4.3.1. Etajul amplificator în conexiunea cu sursa comună (*SC*) .. 157
4.3.2. Conexiunea cu drena comună (*DC*) sau repetorul pe sursă .. 164
4.3.3. Etajul cu grilă comună (*GC*) .. 166
4.4. Etaje diferenţiale cu TEC .. 167
4.5. Etaje şi structuri amplificatoare combinate, cu două tranzistoare .. 170
4.5.1. Cascoda .. 170
4.5.2. Repetoare combinate .. 175
4.5.3. Structuri complementare cu reacţie .. 178
4.6. Tranzistorul cu efect de cîmp ca generator de curent constant şi ca rezistenţă de sarcină .. 182
4.6.1. TEC ca generator de curent constant. Limitatoare de curent .. 182
4.6.2. TEC şi limitatoarele de curent ca rezistenţe de sarcină .. 185
4.7. Amplificatoare cu TEC cu mai multe etaje .. 189
4.7.1. Amplificatoare de curent alternativ cu impedanţă de intrare mare .. 190
4.7.2. Amplificator de curent alternativ cu zgomot redus şi impedanţă de intrare mare .. 193
4.7.3. Amplificatoare de sarcină .. 195
4.7.4. Amplificatoare de curent continuu de amplificare mică sau medie .. 198
4.7.5. Electrometre cu TEC-MIS .. 200
4.7.6. Amplificatoare operaţionale .. 202
Bibliografie .. 204

*Capitolul 5.* **Circuite de RF cu TEC** .. 207

5.1. TEC la înaltă frecvenţă. Circuite echivalente şi parametrii de cuadripol .. 207
5.2. Proprietăţile TEC în circuite de înaltă frecvenţă .. 212
5.2.1. Impedanţa de intrare a TEC .. 212
5.2.2. Factorul de zgomot .. 216
5.2.3. Amplificarea de putere şi stabilitatea .. 221





5.2.4. Caracteristicile CAA ale TEC .. 224
5.2.5. Efecte de intermodulaţie în TEC .. 225
5.2.6. Performanţe relative ale TEC şi TB .. 226
5.3. Amplificatoare de RF cu TEC .. 228
5.3.1. Amplificatoare de RF cu TEC cu sursă comună şi grilă comună .. 228
5.3.2. Amplificatoare de RF cascodă .. 243
5.4. Oscilatoare cu TEC .. 254
5.4.1. Configuraţii de oscilatoare armonice .. 255
5.4.2. Consideraţii asupra proiectării .. 258
5.5. Schimbătoare de frecvenţă cu TEC .. 266
5.5.1. Consideraţii asupra proiectării .. 269
5.5.2. Scheme de principiu .. 273
Bibliografie .. 275

*Capitolul 6.* **Circuite cu TEC cu rezistenţe variabile controlate prin tensiune** .. 277
6.1. TEC ca rezistenţă variabilă controlată prin tensiune .. 277
6.2. Atenuatoare şi amplificatoare cu cîştig controlat prin tensiune .. 285
6.3. Filtre, oscilatoare şi defazoare controlate prin tensiune .. 291
6.4. Multiplicatoare şi divizoare analogice .. 296
Bibliografie .. 303

*Capitolul 7.* **Circuite cu TEC ca element de comutaţie analogică** .. 305
7.1. TEC ca element de comutaţie analogică .. 305
7.2. Schemele fundamentale de comutaţie analogică .. 310
7.3. Comutatorul analogic de tip şunt .. 312
7.3.1. Modalităţi de comandă .. 312
7.3.2. Erorile de regim staţionar .. 313
7.3.3. Erorile datorită fenomenelor de comutaţie .. 316
7.4. Scheme de comutaţie de tip serie .. 326
7.4.1. Modalităţi de comandă .. 326
7.4.2. Erori în regim staţionar .. 331
7.4.3. Erori datorită fenomenelor de comutaţie .. 334
7.5. Scheme de comutaţie de tip serie-şunt .. 336
7.6. Aplicaţiile comutatoarelor analogice cu TEC .. 341
7.6.1. Modulatoare cu decupare (Choppere) pentru amplificatoare cu modulare-demodulare .. 341
7.6.2. Selectoare de căi analogice (multiplexare în timp) .. 342
7.6.3. Circuite de eşantionare şi memorare (sample and hold) .. 345
7.6.4. Detectoare sensibile la fază .. 348
Bibliografie .. 350

*Capitolul 8.* **Circuite logice şi circuite basculante cu TEC** .. 352
8.1. Răspunsul tranzistoriu la semnal mare al TEC-MIS cu rezistenţă de sarcină ohmică .. 355
8.2. CI logice statice cu TEC-MIS .. 358
8.2.1. TEC-MIS ca rezistenţă de sarcină în circuite logice integrate .. 359
8.2.2. Invertorul static cu TEC-MIS .. 361
8.2.3. Circuite logice statice cu TEC-MIS .. 375
8.3. CI logice dinamice cu TEC-MIS .. 379
8.3.1. Poarta de transmisie .. 381
8.3.2. Inversorul dinamic cu TEC-MIS .. 381
8.3.3. Circuite logice dinamice cu TEC-MIS .. 382
8.4. CI logice cu TEC-MIS complementare (COSMOS) .. 384

8.4.1. Inversorul cu TEC-MIS complementare .. .. .. .. .. .. 385
8.4.2. Poarta de transmisie .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 387
8.4.3. Circuite logice cu TEC-MIS complementare .. .. .. .. .. 388
8.5. Circuite basculante cu TEC .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 388
8.5.1. Circuite basculante cu TEC-J .. .. .. .. .. .. .. .. 390
8.5.2. Circuite basculante cu TEC-MIS .. .. .. .. .. .. .. 391
8.6. Registre cu TEC-MIS .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 397
8.6.1. Caracteristicile generale.. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 397
8.6.2. Registre de deplasare dinamice .. .. .. .. .. .. .. .. 397
8.6.3. Registre de deplasare statice.. .. .. .. .. .. .. .. .. 401
8.7. Circuite de memorie cu TEC-MIS .. .. .. .. .. .. .. .. 405
8.7.1. Memorii cu acces aleator (RAM) .. .. .. .. .. .. .. .. 406
8.7.2. Memorii fixe (ROM) .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 412
8.7.3. Memorii cu conținut adresabil (CAM) .. .. .. .. .. .. .. 415
Bibliografie .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. .. 420

CAPITOLUL 1

# INTRODUCERE

## 1.1. GENERALITĂȚI

După modul în care se realizează trecerea curentului electric, tranzistoarele se împart în două mari categorii:

— tranzistoare *bipolare*,

— tranzistoare *unipolare (monopolare)*.

În dispozitivele bipolare, la conducția curentului electric participă atît electronii cît și golurile — deci *două feluri de purtători de sarcină* (majoritari și minoritari), pe cînd în cele unipolare numai *un fel de purtători de sarcină* (majoritari) fie electroni, fie goluri. Exemplul tipic de dispozitiv bipolar îl constituie tranzistorul „clasic", iar cel de dispozitiv unipolar tranzistorul cu efect de cîmp (TEC).

La tranzistorul „clasic" controlul valorii curentului care îl străbate se realizează ca o consecință a unor fenomene de injecție și transport ale purtătorilor minoritari. Ca exemplu, se știe că la un tranzistor *pnp* emitorul injectează în bază goluri minoritare, care sînt transportate prin difuzie pînă la colector.

*În TEC, care este un dispozitiv semiconductor unipolar, controlul curentului ce trece prin dispozitiv se face cu ajutorul unui cîmp electric care modulează conductanța căii de trecere a curentului.* În toate TEC actuale cîmpul electric este perpendicular pe calea de trecere a curentului.

În cazul TEC, calea de trecere a curentului se realizează în volumul sau la suprafața unui semiconductor și se numește *canal*.

Canalul poate să fie de tip *n* sau de tip *p*, numele corespunzător al tranzistorului fiind *TEC cu canal n* sau *TEC cu canal p*.

La capetele canalului se găsesc două contacte ohmice care servesc la introducerea și extragerea curentului. Ele se numesc *sursă* (notată prin indicele *s* sau *S*) și *drenă* (notată prin indicele *d* sau *D*). Curentul trece prin canal ca urmare a diferenței de potențial determinată de o tensiune aplicată între sursă și drenă.

În vecinătatea canalului se găsește electrodul al cărui potențial determină valoarea curentului care trece prin dispozitiv. Acest electrod se numește *grilă* (indicii *g*, *G*)*.

Descrierea de mai sus corespunde schemei generale, de principiu, a TEC dată în fig. 1.1.

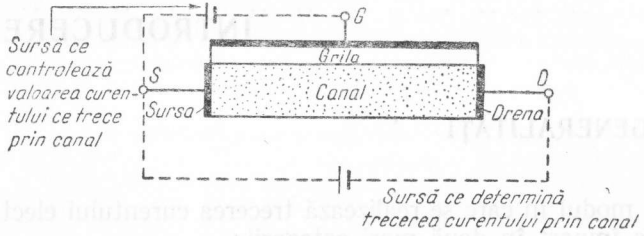



Fig. 1.1. Structura generală a TEC.

În funcție de modul în care se poate obține un canal a cărui conductanță să depindă de cîmpul electric se deosebesc două tipuri de TEC:

— cu grilă joncțiune,

— cu grilă izolată.

**TEC cu grilă joncțiune (TEC-J).** Structura principială a TEC-J este prezentată în fig. 1.2. În acest caz canalul este mărginit de regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni *J* (fig. 1.2, *a*).

Din teoria joncțiunii *pn* se știe că regiunea de sarcină spațială este lipsită de purtători mobili de sarcină. Conducția curentului va avea loc printr-un canal a cărui lărgime variază odată cu modificarea polarizării inverse aplicate joncțiunii. Cu cît această tensiune este mai mare (în valoare absolută), cu atît regiunea de sarcină spațială este mai extinsă, canalul mai îngust și curentul de drenă mai mic (fig. 1.2, *a* și *b*).

Rezultă clar și semnificația termenului de „*efect de cîmp*" utilizat în denumirea tranzistorului. Acest termen descrie mecanismul de control al curentului, ca efect al variației conductanței canalului (prin intermediul

* Uneori se utilizează și denumirea de „*poartă*", corespunzătoare termenului „*gate*" din limba engleză.



modificării lărgimii canalului) în funcție de intensitatea cîmpului electric din zona grilă-canal, intensitate evident determinată de tensiunea de grilă.

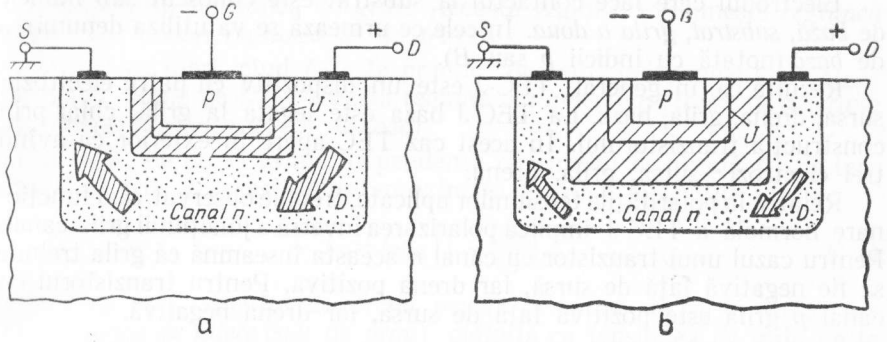



Fig. 1.2. Structura principală a TEC-J:

*S* — sursa; *D* — drena; *G* — grila. In fig. 1.2, *b*, tensiunea aplicată pe grilă este mai negativă decît în fig. 1.2, *a*, canalul este mai îngust și curentul de drenă mai mic. Regiunea de sarcină spațială este haşurată.

Comparînd fig. 1.2, *a*, *b* cu fig. 1.1 se identifică direct sursa, drena, grila.

Structura reală a unui TEC-J — așa cum este determinată de procesul tehnologic de fabricație — este indicată în fig. 1.3. Urmărind fig. 1.3 se constată că față de structura dată în fig. 1.2 apare un nou electrod, care

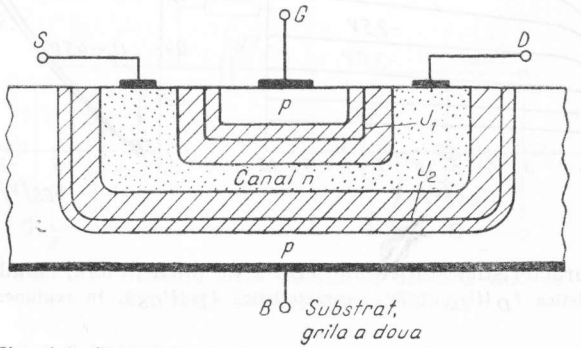



Fig. 1.3. Structura reală a TEC-J. Regiunile de sarcină spațială sînt haşurate.

face contactul la *substrat* (prin substrat se înțelege materialul în care (sau pe care) este realizat TEC). Substratul fiind în general semiconductor, între el și canal se formează o joncțiune $J_2$. Canalul este mărginit de

regiunile de sarcină spațială a două joncțiuni, $J_1$, $J_2$. Evident joncțiunea $J_2$ poate acționa asupra canalului la fel ca joncțiunea $J_1$, rezultînd că *substratul poate lucra ca o a doua grilă.*

Electrodul care face contactul la substrat este cunoscut sub numele de *bază, substrat, grila a doua.* În cele ce urmează se va utiliza denumirea de *bază* (notată cu indicii *b* sau *B*).

Rezultă că, în general, TEC-J este un dispozitiv cu patru electrozi: sursa, drena, grila, baza. La TEC-J baza este legată la grilă, chiar prin construcția tranzistorului. În acest caz TEC apare în exterior ca avînd trei electrozi: sursa, grila, drena.

Relativ la polaritățile tensiunilor aplicate, trebuie observat că o funcționare normală a TEC-J implică polarizarea inversă a joncțiunii grilă-canal. Pentru cazul unui tranzistor cu canal *n* aceasta înseamnă că grila trebuie să fie negativă față de sursă, iar drena pozitivă. Pentru tranzistorul cu canal *p* grila este pozitivă față de sursă, iar drena negativă.

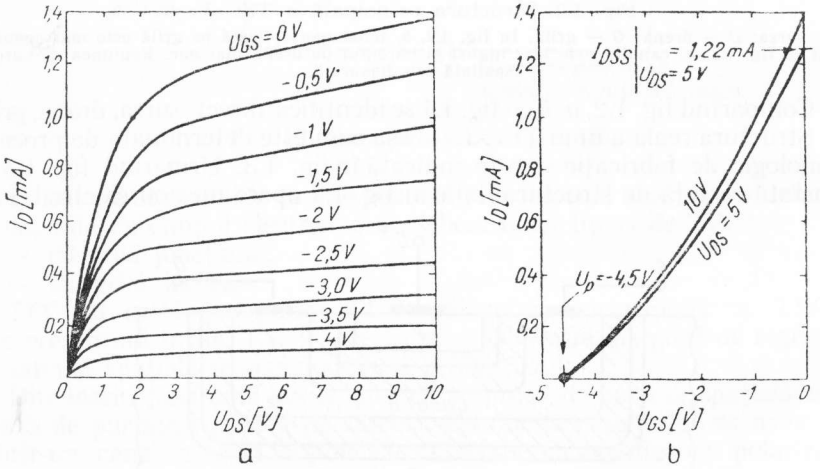



Fig. 1.4. Caracteristici statice ale TEC-J de mică putere, canal de tip *n*:
*a* — caracteristica $I_D(U_{DS})$; *b* — caracteristica $I_D(U_{GS})$, în regiunea de saturație.

Caracteristicile statice tipice pentru un TEC-J de mică putere cu canal *n* sînt date în fig. 1.4. Se constată o mare asemănare cu caracteristicile unei pentode.

Pentru TEC-J cu canal *p* caracteristicile au aceeași formă, schimbîndu-se doar sensul curenților și semnul tensiunilor.



În planul $I_D$, $U_{DS}$ se deosebesc două regiuni importante:

a) la $U_{DS}$ mici (în general $U_{DS}<0{,}1-0{,}3$ V), cînd $I_D$ variază practic liniar cu $U_{DS}$. TEC-J se comportă ca o rezistență a cărei valoare este controlată prin tensiunea de grilă. Această regiune se numește *regiunea liniară* (sau uneori *regiunea de tip triodă*);

b) la $U_{DS}$ mari, cînd $I_D$ este practic constant, independent de $U_{DS}$, depinzînd numai de $U_{GS}$. Această regiune se numește *regiunea de saturație* (sau uneori *regiunea de tip pentodă*).

În regiunea de saturație, dependența curentului de drenă $I_D$ de tensiunea de grilă $U_{GS}$ este bine aproximată printr-o relație de forma:

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \qquad (1.1)$$

unde $I_{DSS}$ este curentul de drenă pentru tensiune de grilă nulă, iar $U_P$ *tensiunea de tăiere* (sau de *prag*), definită ca tensiunea de grilă de la care nu mai trece curent prin tranzistor (fig. 1.4, *a*).

Schema echivalentă de semnal mic și joasă frecvență este indicată în fig. 1.5, unde $C_{gs}$ și $C_{gd}$ sînt capacitățile introduse de joncțiunile grilă-sursă și grilă-drenă, iar $C_{ds}$ reprezintă capacitatea drenă-sursă. Pentru TEC-J de mică putere $C_{gd}$ și $C_{gs}$ au valori de ordinul 1—10 pF, iar $C_{ds}$ de ordinul 0,1—1 pF. În general, valoarea capacității $C_{ds}$ este determinată practic de elementele parazite introduse de capsulă. Rezistențele $r_{gs}$ și $r_{gd}$ corespund rezistențelor joncțiunilor grilă-sursă și grilă-drenă. Dată fiind polarizarea inversă a acestor joncțiuni, valoarea rezistențelor $r_{gs}$ și $r_{ds}$ nu scade sub $10^8$—$10^9\,\Omega$ (pentru TEC-J din siliciu, la temperatura ambiantă).

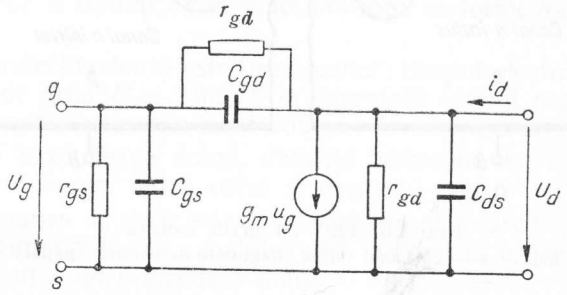



Fig. 1.5. Schema echivalentă la semnal mic și frecvență joasă pentru TEC-J.

Rezistența $r_{ds}$ este dată de panta caracteristicii $I_D\ (U_{DS})|_{U_{GS}=\text{const.}}$ și în regiunea de saturație are valori de ordinul zeci-sute de kΩ. *Conductanța mutuală* (sau *panta*) $g_m$ este definită de

$$g_m=\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\bigg|_{U_{DS}=\text{const}} \tag{1.2}$$

având gama de valori uzuale 0,1 ... 10 mA/V.

Utilizînd expresia (1.1) rezultă o relație foarte importantă, pentru aplicații de circuit, valabilă în regiunea de saturație, pentru $U_{GS}=0$:

$$\left|\frac{g_{m0}U_P}{I_{DSS}}\right|=2 \tag{1.3}$$

unde $g_{m0}$ este valoarea pe care o ia $g_m$ la $U_{GS}=0$.

**TEC cu grilă izolată.** Structura unui TEC cu grilă izolată, cu canal *n*, este prezentată în fig. 1.6.

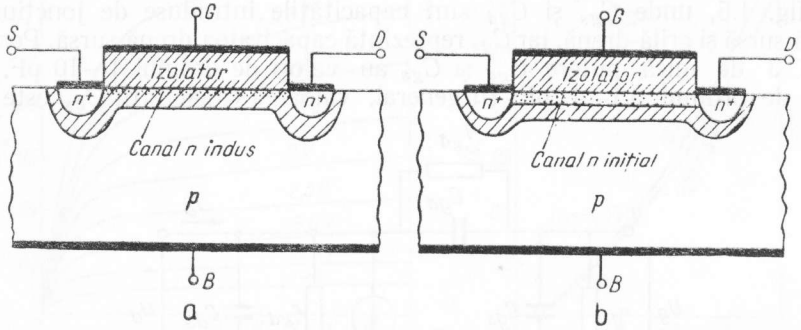



Fig. 1.6. TEC cu grilă izolată:
*a* — cu canal indus; *b* — cu canal inițial. Regiunile de sarcină spațială sînt haşurate.

Se observă că TEC cu grilă izolată este constituit dintr-un substrat de tip *p* (uzual din siliciu) în care s-au format prin difuzie două regiuni puternic dotate $n^+$, separate între ele printr-o distanță de ordinul micronizeci de microni. Aceste două zone au rolul de sursă și de drenă, în regiunea dintre ele fiind plasat canalul conductor. Un strat de izolant, uzual bioxidul de siliciu ($SiO_2$), este plasat peste canal între sursă și drenă. Peste stratul de izolant se depune un strat metalic, care constituie grila. Ca și în cazul TEC cu grilă joncțiune, baza este un contact ohmic la substrat.



În cazul unui substrat semiconductor, acest tranzistor este denumit „TEC-MIS" (*M*etal-*I*zolator *S*emiconductor) sau mai simplu „*tranzistor* MIS".

Dacă izolantul utilizat este bioxidul de siliciu ($SiO_2$), denumirea tranzistorului devine TEC-MOS (*M*etal-*O*xid-*S*emiconductor) sau pe scurt „*tranzistor* MOS".

*La TEC cu grilă izolată, conducția curentului are loc la suprafața semiconductorului*, într-un strat foarte subțire (canalul conductor), spre deosebire de *TEC cu grilă joncțiune unde conducția are loc în volumul semiconductorului.*

În acest sens TEC cu grilă joncțiune este un *TEC de volum*, iar TEC cu grilă izolată un *TEC de suprafață.*

În cele ce urmează TEC cu grilă izolată va fi desemnat prin abrevierea TEC-MIS.

După modul în care se formează canalul conductor la suprafață, TEC-MIS pot fi de două feluri: TEC-MIS *cu canal indus* și TEC-MIS *cu canal inițial.*

*a) TEC-MIS cu canal indus* (fig. 1.6, *a*). Dacă se aplică pe grilă o tensiune $U_{GS}$ pozitivă și suficient de mare (pentru cazul ilustrat în fig. 1.6, *a* al substratului de tip *p*) golurile din apropierea suprafeței vor fi împinse către volumul substratului, iar electronii minoritari din substrat vor fi atrași la suprafață formînd un strat de tip *n*. La suprafață semiconductorul suferă o inversie a tipului de conductibilitate; se formează un strat de inversie.

O exprimare echivalentă este următoarea: cîmpul electric determinat de tensiunea de grilă $U_{GS}$, induce la suprafață sarcini negative creînd un canal conductor între cele două zone $n^+$ — între sursă și drenă.

Aplicînd o tensiune pe drenă, datorită sarcinilor din canalul indus, se stabilește un curent între sursă și drenă.

Cu cît tensiunea de grilă este mai mare, cu atît sarcina indusă va fi mai mare, conductibilitatea canalului mai mare și la o aceeași tensiune de drenă, curentul de drenă mai mare.

Polaritatea tensiunilor aplicate TEC-MIS cu canal indus trebuie astfel aleasă încît să se asigure formarea unui strat de inversie (deci $U_{GS}<0$ la substrat de tip *n* și $U_{GS}>0$ la substrat de tip *p*) și polarizarea inversă a joncțiunilor drenă-substrat și sursă-substrat (deci $U_{DS}>0$), la substrat de tip *n* și $U_{DS}<0$ la substrat de tip *p*).

Caracteristicile statice tipice pentru TEC-MIS cu canal indus, de tip *n*, de mică putere, sînt indicate în fig. 1.7. Ca și la TEC-J se identifică în planul $I_D$, $U_{DS}$ o regiune la tensiuni de drenă mici, în care tran-

zistorul se comportă ca o rezistență dependentă de tensiune — *regiunea liniară* și o regiune la tensiuni de drenă mari, în care curentul de drenă nu mai depinde practic de tensiunea de drenă — *regiunea de saturație*.

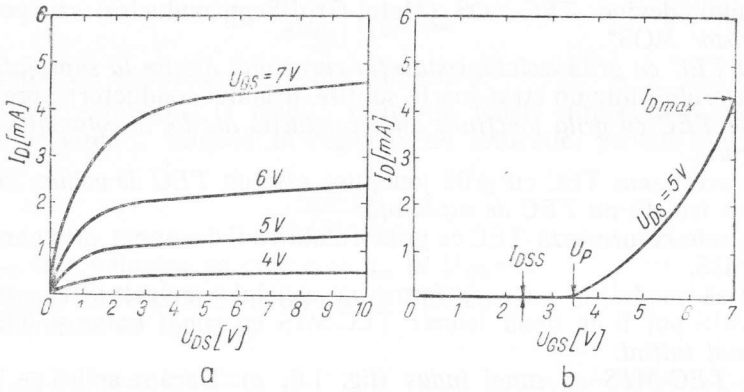



Fig. 1.7. Caracteristici statice ale TEC-MIS cu canal de tip *n* indus : *a* — caracteristica $I_D(U_{DS})$ ; *b* — caracteristica $I_D(U_{GS})$ în regiunea de saturație.

Caracteristica curentului de drenă la saturație în funcție de tensiunea grilă-sursă pune în evidență următorii parametri importanți :

— *curentul* $I_{DSS}$ pentru $U_{GS}=0$, determinat de curentul invers al joncțiunii drenă-substrat* polarizată invers; pentru TEC-MIS de mică putere $I_{DSS}$ are valori mici, de ordinul nA ;

— *tensiunea de prag sau de tăiere* $U_P$, definită ca tensiunea grilă-sursă de la care începe să treacă curent prin tranzistor (în unele lucrări, tensiunea de prag a TEC-MIS se notează $U_T$) ;

— *curentul* $I_{Dma}$ , curentul de drenă maxim garantat de fabricant.

Din caracteristica trasată în fig. 1.7, *b*, precum și din descrierea fizică a funcționării dată anterior, rezultă o proprietate importantă a TEC-MIS cu canal indus : la tensiune de grilă nulă, tranzistorul este blocat, prin el nu trece curent indiferent de valoarea tensiunii de drenă.

*b) TEC-MIS cu canal inițial.* În acest caz canalul conductor există chiar pentru $U_{GS}=0$. Rezultă că prin tranzistor va trece un curent apreciabil pentru $U_{GS}=0$, spre deosebire de cazul *TEC-MIS* cu canal indus.

* Se presupune baza (substratul) legată la sursă



Dacă tensiunea de grilă a unui TEC-MIS cu canal inițial de tip *n* devine pozitivă, în canal apare un număr de electroni suplimentari care crește odată cu creșterea tensiunii de grilă. Ca urmare, curentul de drenă va crește. Procesul este asemănător cu cel descris pentru TEC cu canal indus.

Dacă pentru același tranzistor tensiunea de grilă devine negativă, conductanța canalului va începe să scadă, iar curentul de drenă să se micșoreze. Modul de lucru devine oarecum asemănător cu cel descris pentru TEC-J.

Relativ la polaritatea tensiunilor aplicate, se observă că la TEC-MIS cu canal inițial, *tensiunea de grilă poate lua atît valori pozitive cît și negative*, în timp ce tensiunea de drenă este supusă aceleiași cerințe ca la TEC-MIS cu canal indus : joncțiunile drenă-substrat și sursă-substrat să fie polarizate invers (deci $U_{DS}<0$, pentru canal de tip *p* și $U_{DS}>0$ pentru cana de tip *n*).

Caracteristicile statice tipice pentru TEC-MIS cu canal inițial de tip *n* sînt prezentate în fig. 1.8. Referitor la existența regiunii liniare și a regiunii de saturație, precum și la cei trei parametri importanți $I_{DSS}$, $I_{Dmax}$, $U_P$ indicați și în fig. 1.8, *b*, sînt valabile aceleași observații ca la TEC-MIS cu canal indus.

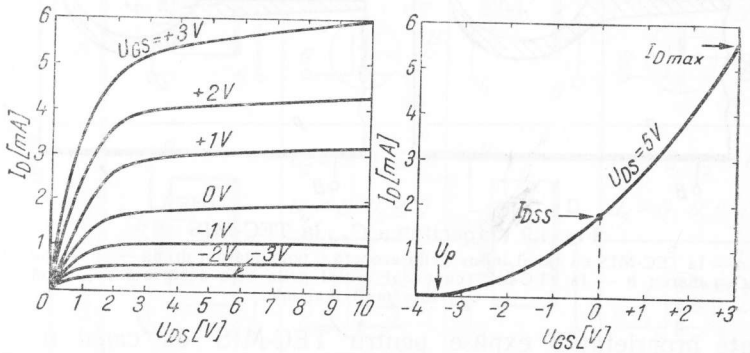



Fig. 1.8. Caracteristici statice la TEC-MIS cu canal de tip *n* inițial : *a* — caracteristica $I_D(U_{DS}\ U_{GS})$ ; *b* — caracteristica $I_D(U_{GS})$ în regiunea de saturație.

Pentru TEC-MIS, în regiunea de saturație, se verifică în cele mai multe cazuri o relație aproximativă de forma:

$$I_D = \frac{\beta}{2}(U_{GS} - U_P)^2 \qquad (1.4)$$

unde $\beta$ este o mărime ce depinde de parametrii constructivi ai TEC și de tensiunea bază-sursă (de polarizarea substratului).

Schema echivalentă de semnal mic și de joasă frecvență este identică cu cea a TEC-J din fig. 1.5, valorile parametrilor de semnal mic fiind însă diferite. Pentru TEC-MIS de mică putere intervalele uzuale de valori sînt: 0,1—10 $\frac{mA}{V}$ pentru $g_m$, 1—50 kΩ pentru $r_{ds}$ — deci valori mult mai mici ca la TEC-J, $10^{10}$ — $10^{14}$ Ω pentru $r_{gs}$ — deci valori mult mai mari ca la TEC-J, deoarece este rezistența prezentată de stratul de oxid, 1—10 pF pentru capacitățile $C_{gs}$, $C_{gd}$, 0,1—1 pF pentru capacitatea $C_{ds}$.

Capacitatea $C_{gd}$ are valori mult mai mici pentru tranzistorul cu canal inițial față de tranzistorul cu canal indus. Aceasta se explică prin faptul că în cazul TEC cu canal indus, grila trebuie să acopere și o mică porțiune din sursă și din drenă (fig. 1.9, *a*) pentru a realiza canalul între sursă și drenă, în timp ce la TEC cu canal inițial această acoperire nu este necesară (fig. 1.9, *b*). Evident, pentru ultimul caz rezultă o micșorare a capacității $C_{gd}$.

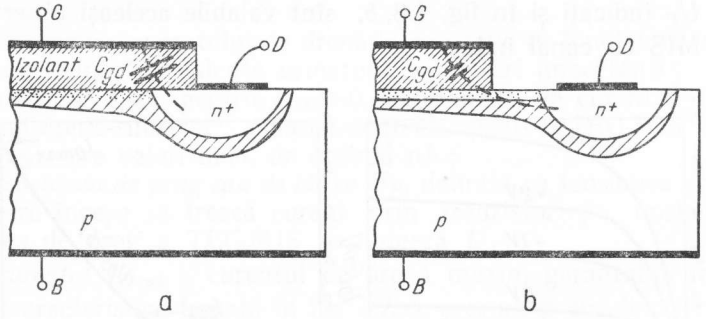



Fig. 1.9. Capacitatea $C_{gd}$ la TEC-MIS:
*a* — la TEC-MIS cu canal indus grila acoperă o porțiune din drenă — se obține $C_{gd}$ mare; *b* — la TEC-MIS cu canal inițial grila este depărtată de drenă — $C_{gd}$ este mult mai mic.

Toate proprietățile expuse pentru TEC-MIS cu canal *n* se pot extinde prin schimbarea corespunzătoare a sensului tensiunilor și curenților și asupra TEC-MIS cu canal *p*.

În momentul de față din considerente tehnologice se fabrică cu precădere TEC-J cu canal *n* și TEC-MIS cu canal *p* indus.



## 1.2. SIMBOLURI PENTRU TEC

În fig. 1.10 sînt indicate structurile fizice și simbolurile utilizate pentru TEC în această carte, indicîndu-se totodată și sensul tensiunilor și curenților față de sensul convențional pozitiv indicat în fig. 1.11.

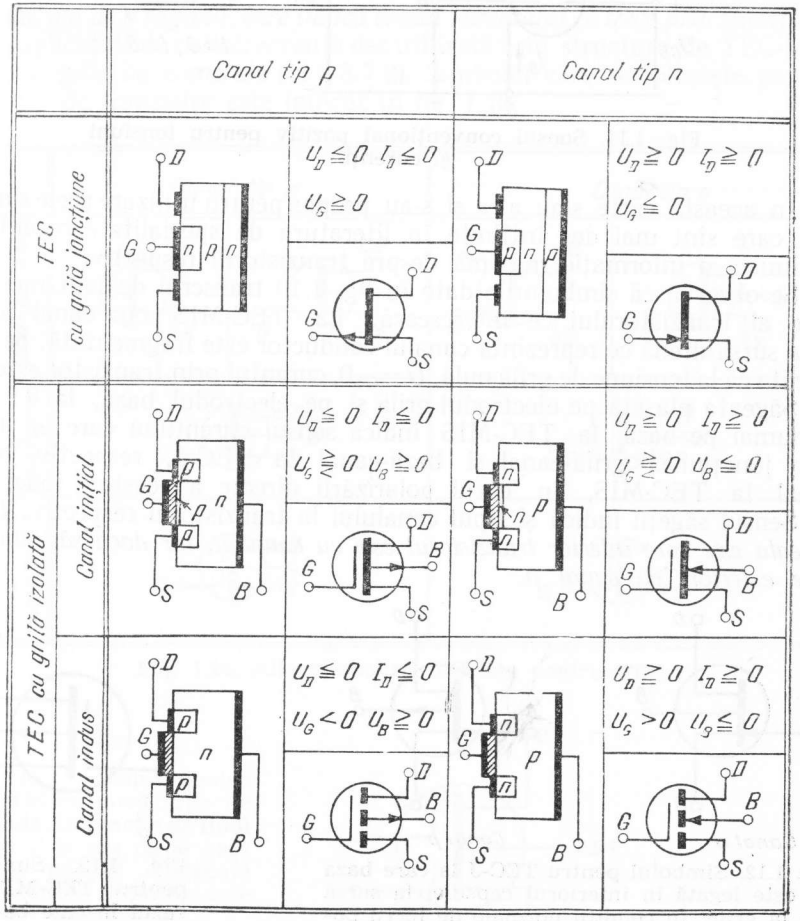



Fig. 1.10. Structura fizică, simbolul utilizat și sensul tensiunilor și curenților pentru TEC în condiții normale de lucru. Electrodul de referință este sursa. Pentru TEC-J s-a presupus baza legată la grilă.

Polaritatea tensiunilor și sensul curenților indicate în fig. 1.10 corespund condițiilor normale de lucru ale TEC (joncțiunile *pn* polarizate invers).

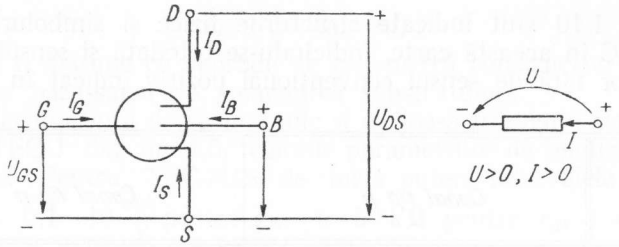



Fig. 1.11. Sensul convențional pozitiv pentru tensiuni și curenți.

În această carte s-au ales și s-au propus pentru utilizare acele simboluri care sînt mai des întîlnite în literatura de specialitate recentă și comunică o informație maximă despre tranzistorul respectiv.

Se observă că simbolurile date în fig. 1.10 transcriu de fapt modelul fizic al tranzistorului ce interesează. La TEC-MIS cu canal indus linia sursă-drenă ce reprezintă canalul conductor este fragmentată, pentru a arăta că la tensiune de grilă nulă, $U=_{GS}0$, curentul prin tranzistor estenul.

Săgeata plasată pe electrodul grilă și pe electrodul bază, la TEC-J, și numai pe bază la TEC-MIS indică sensul curentului care ar trece prin joncțiunea grilă-canal și bază-canal la TEC-J, respectiv bază-canal la TEC-MIS, în cazul polarizării directe a acestor joncțiuni.

Sensul săgeții indică și tipul canalului la tranzistorul respectiv. *Dacă săgeata este spre interior tranzistorul este cu canal n, iar dacă săgeata este spre exterior, cu canal p.*

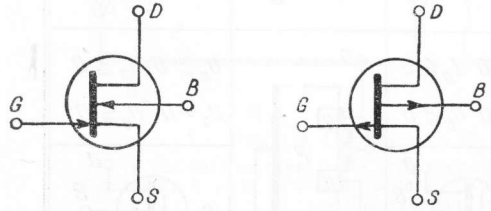



Fig. 1.12. Simbolul pentru TEC-J la care baza nu este legată în interiorul capsulei la sursă sau la grilă. În condiții normale de lucru polenitatea tensiunii de bază este aceiași cu cea a tensiunii de grilă.

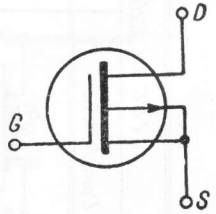



Fig. 1.13. Simbolul pentru TEC-MIS în cazul în care baza se leagă la sursă.



În cazul în care la TEC-J baza nu este legată în interiorul capsulei la grilă, simbolul utilizat este cel indicat în fig. 1.12.

Pentru TEC-MIS legarea bazei la sursă sau la orice alt electrod se menționează explicit pe figură (fig. 1.13).

In literatura de specialitate se mai utilizează o serie de simboluri pentru TEC (fig. 1.14), care diferă de cea indicată în fig. 1.10 prin aceea că nu grila și baza—la TEC-J și numai baza—la TEC-MIS, ci *sursa este marcată de o săgeată, care indică sensul curentului ce trece prin tranzistor.*

În aplicațiile de radiofrecvență des utilizată este structura de TEC-MIS cu două grile de comandă (v. § 3.7.2). Simbolul care se folosește pentru acest tip de tranzistor este indicat în fig. 1.15.

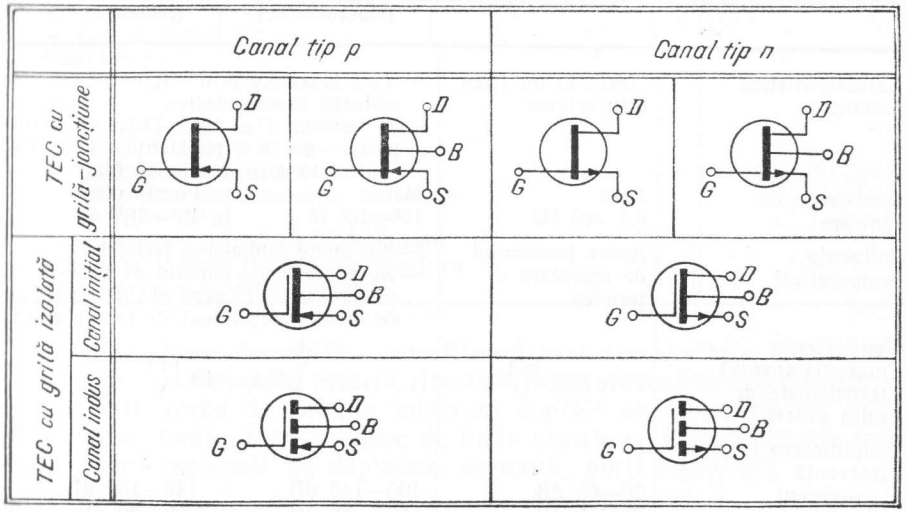
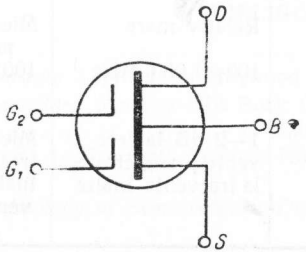



Fig. 1.14. Alte simboluri utilizate pentru TEC.

Fig. 1.15. Simbolul pentru TEC-MIS cu două grile de comandă. În funcție de tipul canalului *n* sau *p*, pe bază se mai adaugă o săgeată spre interior, respectiv spre exterior.



## 1.3. COMPARAȚIE ÎNTRE TRANZISTOARELE BIPOLARE ȘI CELE UNIPOLARE

În acest paragraf se face o comparație între proprietățile tranzistoarelor bipolare și cele unipolare, cu scopul de a îndrepta atenția cititorului spre domeniile de utilizare cele mai tipice ale TEC (tabelul 1.1).

*Tabelul 1.1*

| Elementele pentru care se face comparația | Tranzistor bipolar (conexiunea *EC*) | Tranzistor unipolar (TEC) | |
|---|---|---|---|
| | | Cu grilă joncțiune (conexiunea *SC*) | Cu grilă izolată (conexiunea *SC*) |
| Caracteristica statică | $I_C(U_{CE})$ nu trece prin origine | — $I_D(U_{DS})$ trece prin origine — aplicații în comutație ; — la tensiuni $U_{DS}$ mici TEC se comportă ca o rezistență variabilă controlată prin tensiunea $U_{GS}$ | |
| Rezistența de intrare | Mică 0,1—10 kΩ | Mare $10^8$—$10^9$ Ω | Foarte mare $10^9$—$10^{14}$ Ω |
| Influența temperaturii | Apare fenomenul de ambalare termică | — Nu apare ambalarea termică ; — Se poate alege punctul de funcționare astfel ca să se obțină curentul de drenă independent de temperatură | |
| Conductanța mutuală (panta) tranzistoare de mică putere | 20 — 200 $\frac{mA}{V}$ | 0,2 — 10 $\frac{mA}{V}$ | |
| Amplificarea la joasă frecvență în —curent | 20—60 dB | 100—140 dB | 140—180 dB |
| —tensiune | 20—50 dB | 20— 40 dB | 20—40 dB |
| Controlul automat al amplificării | Necesită putere | Nu necesită putere | |
| Intermodulația | Relativ mare | Mică, datorită caracteristicii de transfer pătratice | |
| Frecvența maximă de lucru (valori uzuale) | 100—1 000 MHz | 100 MHz | 500 MHz |
| Factorul de zgomot minim | 1—2 dB la frecvențe joase, crește la frecvențe înalte | Mic în joasă frecvență și înaltă frecvență : 2—4 dB | Mic la înaltă frecvență (peste 100 MHz : 2—4 dB mare la frecvență foarte joasă |



Relativ la domeniile de aplicație caracteristice ale TEC-J și TEC-MIS o comparație este dată în tabelul 1.2 pentru principalele utilizări ale dispozitivelor *discrete*. Această comparație indică pentru stadiul actual al tehnologiei, aplicațiile în care utilizarea unui tip (fie TEC-J, fie TEC-MIS) este mai răspîndită, fără a exclude prezența și a celuilalt tip (respectiv TEC-MIS sau TEC-J) în același cîmp de aplicații.

*Tabelul 1.2*

| Utilizarea | Dispozitivul preferat | |
|---|---|---|
| | TEC-J | TEC-MIS |
| Scheme de comutație | × | × |
| Comutatoare | × | × |
| Amplificatoare de uz general | × | |
| Amplificatoare cu zgomot mic la frecvențe joase | × | |
| Amplificatoare de înaltă frecvență | | × |
| Amplificatoare diferențiale | × | × |
| Amplificatoare cu rezistență de intrare mare ($10^6$—$10^9$ Ω) | × | |
| Amplificatoare cu rezistență de intrare foarte mare peste ($10^{10}$ Ω) electrometrice | | × |
| Amplificatoare cu derivă mică | × | |

O dezvoltare deosebită — constituind marea majoritate a cantității fabricate — o cunosc în prezent circuitele integrate realizate cu dispozitive MIS. Este vorba de circuite integrate digitale de viteză relativ mică. Foarte răspîndite, fiind produse de toate firmele ce fabrică circuite integrate, sînt registrele de deplasare, memorii, porți logice etc.

## BIBLIOGRAFIE GENERALĂ


1. Gosling, W. *Field—Effect Transistor Applications.* Heywood Book, Londra, 1964.
2. Sevin, L. J. *Field—Effect Transistors.* McGraw-Hill Book Co., New York, 1965.
3. Wallmark, J. T. și Johnson, H. Editors. *Field Effect Transistors ; Physics, Technology and Applications.* Prentince-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1966.
4. Grove, A. S. *Physics and Technology of Semiconductor Devices.* J. Willey, New York, 1967.

5. Crawford, W. *MOSFET in Circuit Desing.* McGraw-Hill Book Co., New York, 1967.
6. Malin, B. V și Sonin M. S. *Parametri i svistva polevih transistorov.* Energhia Moscova, 1967.
7. Richman, P. *Caracteristics and operation of MOS Field-Effect Devices.* McGraw-Hill Book Co., New York, 1968.
8. Todd, C. D. *Junction Field-Effect Tranzistors.* J. Willey, New York, 1968.
9. Cobbold, R. S. C. *Theory and Aplications of Field-Effect Transistors.* Willey—Interscience, New York, 1970.
10. Vătășescu, A, ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și Oscilatoare.* Editura Tehnică, București, 1971.
11. Watson, I. *An introduction to Field Effect Transistors, Compiled for Siliconix Limited.* Londra, 1971.
12. Gosling, W., Townsed, W. G., Watson, J. *Field—Effect Electronics.* Londra, Butterworths, 1971.

CAPITOLUL 2

# TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP CU GRILĂ-JONCȚIUNE

Structura tipică a unui tranzistor cu efect de cîmp cu grilă-joncțiune (TEC-J) este prezentată în fig. 2.1. Se identifică direct sursa, drena, grilele, canalul conductor. Se presupune că structura este simetrică față de centrul canalului, atît în ceea ce privește distribuția de impurități cît și în ceea ce privește geometria tranzistorului. În cele ce urmează se vor prezenta mai întîi principiile fizice ce stau la baza funcționării unui TEC-J, iar apoi se vor deduce principalele sale caracteristici utile în aplicații de circuit.

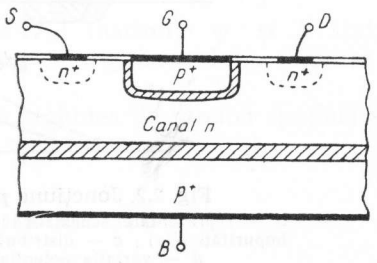



Fig. 2.1. Structura tipică a unui TEC-J :
*S* — sursă ; *G* — grilă ; *D* — drenă ; *B* — bază (substrat).

Deoarece marea majoritate a TEC-J fabricate în prezent este cu canal de tip *n*, în tot cursul acestui capitol toate exemplificările se vor face numai pentru TEC-J cu canal *n*, rezultatele fiind direct aplicabile prin modificări formale și la TEC-J cu canal *p*.

## 2.1. FUNCȚIONAREA TEC-J

### 2.1.1. JONCȚIUNEA *pn* POLARIZATĂ INVERS

Comanda curentului ce trece prin TEC-J este realizată prin intermediul a două joncțiuni polarizate invers. Avînd în vedere acest aspect principial, se vor reaminti pe scurt cîteva proprietăți ale joncțiunii *pn* polarizate invers, care sînt de interes pentru TEC-J.

Fie o joncțiune *pn* abruptă (concentrațiile de impurități donoare $N_D$ și acceptoare $N_A$ sînt constante (fig. 2.2, *a*) nepolarizată. Ca urmare a difuziei golurilor din regiunea de tip *p* în regiunea de tip *n* și a electronilor din *n* în *p* se formează o regiune de sarcină spațială golită de purtători de sarcină (fig. 2.2, *b*). Din fig. 2.2. *c*, care reprezintă variația potențialului

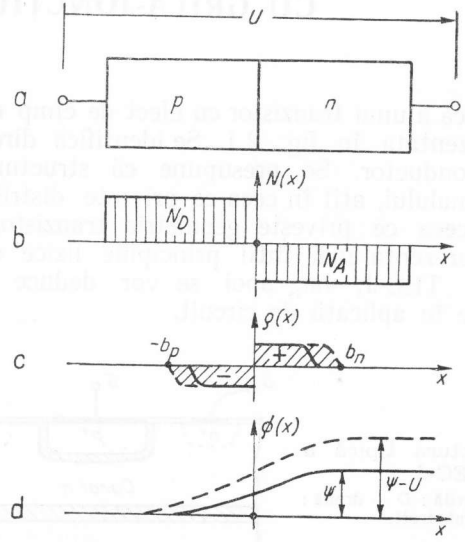



Fig. 2.2. Joncțiune *pn* abruptă :
*a* — reprezentare schematică ; *b* — distribuția de impurități $N(x)$ ; *c* — distribuția de sarcină $\varrho(x)$ ; *d* — variația potențialului $\Phi(x)$.

de-a lungul joncțiunii, se observă că apare o diferență de potențial $\psi$. Polarizînd invers joncțiunea ($U<0$) regiunea de sarcină spațială se extinde, iar bariera de potențial crește de la $\psi$ la $\psi-U$ (fig. 2.2, *b*, *c*, liniile punctate).



Mărimea barierei de potențial și lărgimea regiunii de sarcină spațială la echilibru se exprimă direct în funcție de concentrațiile $N_A$ și $N_D$, prin relațiile

$$\psi=\frac{kT}{q}\ln\frac{N_A N_D}{n_i^2} \tag{2.1}$$

$$b=\left[\frac{2\varepsilon_s(\psi-U)}{q}\,\frac{N_A+N_D}{N_A N_D}\right]^{1/2} \tag{2.2}$$

$$b_n=\frac{N_A}{N_A+N_D}\,b,\quad b_p=\frac{N_D}{N_A+N_D}\,b \tag{2.3}$$

unde $b_n$, $b_p$ au semnificațiile din fig. 2.2, $b=b_n+b_p$ este lărgimea totală a regiunii de sarcină spațială, $k$ este constanta lui Boltzmann, $T$ — temperatura absolută, $q$ — sarcina electronului, $n_i$ — concentrația intrinsecă a purtătorilor, iar $\varepsilon_s$ — permitivitatea dielectrică a semiconductorului.

Lărgimea regiunii de sarcină spațială crește practic proporțional cu $U^{1/2}$.

Dacă joncțiunea este asimetrică, adică una din părțile joncțiunii este mult mai puternic dotată cu impurități decît cealaltă parte, formulele (2.2), (2.3) se simplifică. Presupunînd o joncțiune $p^+n$ ($N_A \gg N_D$) relațiile (2.1), (2.2), (2.3) devin

$$\psi\approx\frac{kT}{q}\ln\frac{N_D}{n_i} \tag{2.4}$$

$$b=\left[\frac{2\varepsilon_s(\psi-U)}{q}\,\frac{1}{N_D}\right]^{1/2} \tag{2.5}$$

$$b_n\approx b,\quad b_p\approx 0 \tag{2.6}$$

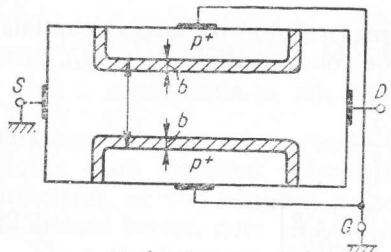
Pentru o joncțiune $pn^+$ ($N_D \gg N_A$) mărimile $\psi$ și $b$ sînt date de relațiile (2.4) și (2.5) înlocuind $N_D$ cu $N_A$, iar relația (2.6) se modifică în sensul că $b_n\simeq 0$ și $b_p\simeq b$.

Deci la o joncțiune asimetrică regiunea de sarcină spațială se extinde practic numai în regiunea mai slab dotată.

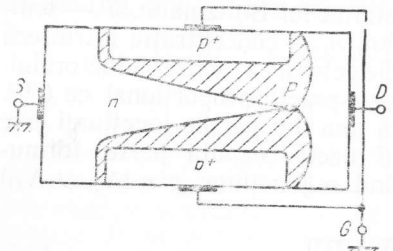
### 2.1.2. CARACTERISTICILE STATICE ALE TEC-J

Se consideră cazul unui TEC-J cu grile $p^+$ și canal $n$, astfel că regiunea de sarcină spațială se va extinde practic numai în canal. Fie pentru început $U_G=0$ *. Se aplică pe drenă o tensiune $U_D$ care crește treptat (fig. 2.3).

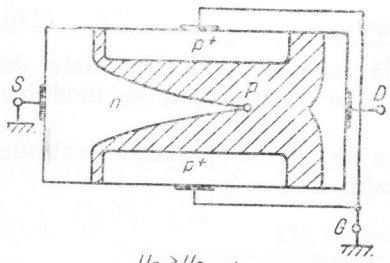
* Deoarece toate tensiunile se socotesc față de sursă, în continuare se vor utiliza pentru simplificarea scrierii notațiile $U_G$, $U_D$ în loc de $U_{GS}$, $U_{DS}$.




a




b




c

Fig. 2.3. Aspectul canalului conductor :
*a* — înainte de saturație ;
*b* — la saturație ;
*c* — după saturație. Regiunile de sarcină spațială sînt haşurate.

La trecerea curentului prin canal (de la drenă la sursă) apare o cădere de tensiune pe materialul rezistiv al canalului, care contribuie la mărirea polarizării inverse a joncțiunii canal-grilă odată cu apropierea de drenă. Acest efect poate fi neglijat pentru tensiuni de drenă mici (fig. 2.3, *a*, fig. 2.4, punctul *a*) deoarece și curentul este mic. Canalul se prezintă ca o rezistență

$$R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{L}{Z\,(2a-2b)} \qquad (2.7)$$

unde

$\sigma$ este conductivitatea canalului ;
$L$ — lungimea canalului ;
$2a$ — lărgimea canalului ;
$b$ — lărgimea regiunii de sarcină spațială.

Conductivitatea este dată de relația $\sigma = q\mu N_{imp}$, unde $\mu$ este mobilitatea purtătorilor în canal, iar $N_{imp}$ este concentrația de impurități din canal.

Caracteristica $I_D(U_D)$, pentru $U_G = 0$, pleacă din origine cu o pantă dată de valoarea rezistenței $R$ (v. rel. (2.7)).

Odată cu creșterea tensiunii de drenă regiunea de sarcină spațială se extinde în capătul dinspre drenă a canalului, îngustînd secțiunea utilă pentru trecerea curentului. Curentul crește din ce în ce mai încet odată cu creșterea tensiunii de drenă (fig. 2.4, punctul *a'*). La o valoare $U_{Dsat}$ a tensiunii de drenă, numită *tensiune de saturație*, lărgimea regiunii de sarcină spațială, $b$, ajunge egală cu jumătate din lărgimea canalului, $a$, regiunile de sarcină spațială a celor două joncțiuni se ating și canalul se închide.



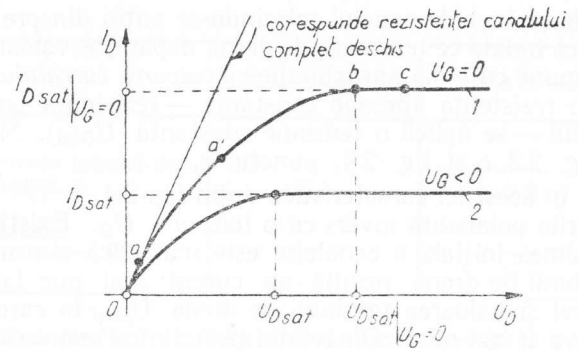



Fig. 2.4. Dependența curent de drenă — $I_D$, în funcție de tensiunea de drenă — $U_D$, pentru diverse valori ale tensiunii de grilă $U_G$.

Deoarece s-a presupus joncțiunea grilă-canal abruptă și simetrică (fig. 2.3, *b* și fig. 2.4, *b*) din relația (2.6), înlocuind $U_D = U_{Dsat}$, $b_n \simeq b = a$, rezultă

$$U_{Dsat}|_{U_G=0} = \frac{qN_D a^2}{2\varepsilon_s} + \psi. \qquad (2.8)$$

Obs. : în această relație diferența internă de potențial $\psi$ apare cu semnul +, deoarece *prin convenție se consideră $\psi$ negativ pentru canal n, și pozitiv pentru canal p*, așa cum se arată și în tabelul 2.1. Valoarea lui, abstracție făcînd de semn, se poate calcula din (2.1).

S-ar părea că după ce tensiunea de drenă atinge valoarea $U_{Dsat}$ curentul ar fi nul, deoarece sursa și drena sînt despărțite de o zonă golită de purtători. De fapt curentul continuă să circule, purtătorii traversînd regiunea de sarcină spațială, asemănător de exemplu cu ceea ce se întîmplă la un tranzistor obișnuit bipolar, la joncțiunea colector-bază, unde printr-o astfel de regiune de sarcină spațială trec curenți importanți. Problema care rămîne în continuare este de a determina valoarea curentului, pe măsură ce tensiunea de drenă continuă să crească. Continuitatea curentului impune ca valoarea sa, atît în porțiunea deschisă cît și în cea închisă a canalului, să fie constantă.

Se observă că pe porțiunea deschisă se aplică mereu tensiunea $U_{Dsat}$ (sursa are potențial zero, iar capătul porțiunii deschise a canalului are potențialul $U_{Dsat}$) și că lungimea acestei porțiuni este aproape constantă,

punctul $P$ unde se închide canalul mișcîndu-se puțin dinspre drenă spre sursă. Rezultă că îndată ce tensiunea de drenă depășește valoarea $U_{Dsat}$ se va putea presupune cu bună aproximație că *valoarea curentului se menține constantă* (pe o rezistență aproape constantă — rezistența porțiunii deschise a canalului — se aplică o tensiune constantă $U_{Dsat}$). Situația este ilustrată în fig. 2.3, *c* și fig. 2.4, punctul *c*.

Se justifică în acest fel caracteristica *1* din fig. 2.4.

Fie acum grila polarizată invers cu o tensiune $U_G$. Existînd această polarizare grosimea inițială a canalului este mai mică și pentru aceleași valori ale tensiunii de drenă rezultă un curent mai mic față de cazul $U_G=0$. Natural și valoarea tensiunii de drenă $U_{Dsat}$ la care se închide acum canalul va fi mai mică. Din relația (2.6), ținînd seama că polarizarea inițială a joncțiunii grilă-canal este $-\psi-U_G$ și impunînd condiția $b=a$ rezultă

$$U_{Dsat}=\frac{qN_Da^2}{2\varepsilon_s}+\psi+U_G \tag{2.9}$$

($U_{Dsat}$ scade într-adevăr căci tensiunea de grilă este negativă).

După ce tensiunea de drenă depășește valoarea $U_{Dsat}$, curentul de drenă rămîne constant, din aceleași motive ca în cazul $U_G=0$. Se obține caracteristica *2* din fig. 2.4.

Din analiza de mai sus rezultă că în planul $I_D$, $U_D$ se pot deosebi două regiuni importante: *regiunea liniară* — la tensiuni de drenă mici și *regiunea de saturație* — la tensiuni de drenă mai mari sau egale cu $U_{Dsat}$.

Se observă că închiderea canalului se poate realiza și prin variația tensiunii de grilă $U_G$. În acest sens se definește ca tensiune de închidere și se notează cu $W$, căderea de tensiune pe regiunea de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal pentru care grosimea efectivă $c$ a canalului conductor este nulă ($b_n=a$) (fig. 2.5). Din relațiile (2.2) și (2.3) se obține:

$$W=-\frac{qN_Da^2}{2\varepsilon_s}\left(1+\frac{N_D}{N_A}\right) \tag{2.10}$$

Prin convenție, pentru TEC-J cu canal $n$ tensiunea de închidere este negativă, iar pentru TEC-J cu canal $p$, pozitivă, (v. tabelul 2.1).

Dacă grila este mult mai dotată cu impurități decît canalul ($N_A \gg N_D$) expresia (2.10) devine:

$$W=-\frac{qN_Da^2}{2\varepsilon_s}. \tag{2.11}$$



*Tabelul 2.1*

| | TEC-J cu canal *n* | TEC-J cu canal *p* |
|---|---|---|
| Diferența internă de potențial, $\psi$ | $<0$ | $>0$ |
| Tensiunea de închidere, $W$ | $<0$ | $>0$ |

Ținînd seama de expresia tensiunii de închidere $W$ și de relația (2.9) pentru tensiunea de drenă $U_{Dsat}$ la care începe saturația, se obține relația

$$U_{Dsat}=U_G+\psi-W \tag{2.12}$$

*Obs.*: *1)* Tensiunea de închidere, definită mai înainte, este cunoscută în literatură și sub numele de *tensiune pinch-off*.

*2)* Din modul de definire a tensiunii de închidere $W$ rezultă că tensiunea de grilă (diferența de potențial grilă-sursă) la care are loc închiderea canalului notată $U_P$, diferă de $W$ prin valoarea diferenței interne de potențial

$$U_P=W-\psi \tag{2.13}$$

Mărimea $U_P$, definită de relația (2.13) se numește *tensiune de prag* (v. § 2.2)

Din relația (2.12) rezultă că tensiunea de prag $U_P$ este tensiunea grilă-drenă la care are loc închiderea canalului. Din această cauză, de multe ori, în diverse lucrări sau în cataloagele diferitelor firme prin *tensiune de închidere (pinch-off voltage)* se înțelege tocmai tensiunea definită în această carte ca tensiune de prag.

*3)* Notația frecvent utilizată pentru tensiunea de drenă la saturație, pentru cazul $U_G=0$, este

$$U_{Dsat}|_{U_G=0}=U_{DSS}.$$

Corespunzător, curentul de drenă se notează

$$I_{Dsat}|_{U_G=0}=I_{DSS}.$$

*4)* Uneori se folosesc denumirile de *regiune de tip triodă* și *regiune de tip pentodă* (sau *regiune cu caracteristici de tip pentodă*) pentru a desemna regiunea din planul $I_D$, $U_D$ înainte și respectiv după atingerea saturației.

## 2.2. CARACTERISTICILE STATICE ȘI DE JOASĂ FRECVENȚĂ LA SEMNAL MIC ALE TEC-J [1,3]

În acest paragraf se va determina relația $I_D\ (U_D, U_G)$ pînă la atingerea saturației. După atingerea saturației, în concordanță cu analiza din paragraful anterior, curentul de drenă $I_D$ va fi considerat constant și egal cu valoarea atinsă la stabilirea saturației.

În dezvoltările teoretice care urmează se presupune că TEC-J analizat satisface următoarele ipoteze inițiale:

— structura este simetrică față de mijlocul canalului;
— canalul este mult mai slab dotat cu impurități decît grilele;
— grila și baza sînt legate între ele;
— mobilitatea purtătorilor în canal este constantă, independentă de intensitatea cîmpului electric aplicat;
— tranzistorul este suficient de lat, astfel ca să poată fi considerat cazul bidimensional ($Z \gg L, a$; v. fig. 2.5).

Notațiile utilizate pentru caracterizarea tranzistorului și modelul adoptat sînt date în fig. 2.5 unde s-a desenat numai o jumătate a tranzistorului, deoarece structura este simetrică.

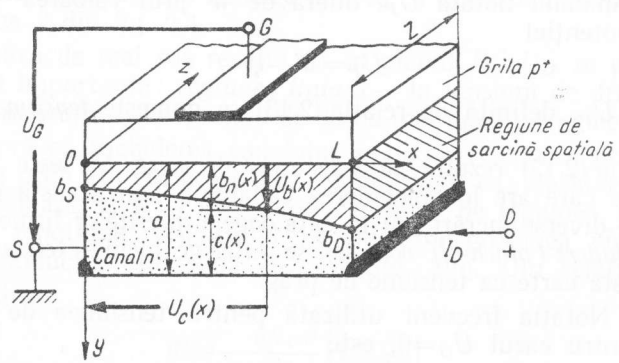



Fig. 2.5. Modelul și notațiile adoptate pentru analiza performanțelor unui TEC-J.

### 2.2.1. CANALUL UNIFORM DOTAT

**Caracteristici statice.** În tranzistor cîmpul electric $E$, care pune în mișcare purtătorii de sarcină, este determinat atît de tensiunea aplicată grilei (sursa este la „masă") cît și de tensiunea aplicată pe drenă, deci în



cazul general $E\ (x,y)$. Determinînd $E\ (x,y)$ rezultă imediat curentul de drenă, din expresia densității de curent $j$:

$$j=\sigma\ E\ (x, y) \tag{2.14}$$

$$I_D=(2cZ)\ j \tag{2.15}$$

Determinarea cîmpului electric $E\ (x, y)$ în configurația din fig. 2.5 este o problemă grea (rezolvarea ecuației Poisson pentru mediu neomogen caz bidimensional), obținerea unei soluții analitice exacte fiind practic imposibilă. O simplificare majoră a problemei se obține în cadrul *aproximației graduale*[1]*. În această aproximație se presupune că este posibil, după cum este reprezentat în fig. 2.6 [4], să se separe canalul în două regiuni. În prima regiune *(I)* — corespunzătoare sarcinii spațiale a atomilor de impuritate ionizați — cîmpul electric este perpendicular pe planul joncțiunii grilă-canal. În a doua regiune *(II)* cîmpul electric este paralel cu axul canalului și aproape constant. Valoarea cîmpului în regiunea *I* se determină relativ ușor din rezolvarea ecuației lui Poisson(deoarece densitatea de sarcină fiind constantă se obține $\Delta\Phi$=const). În fig. 2.6 sînt prezentate și liniile echipotențiale $\Phi$=const. corespunzătoare structurii aproximate a cîmpului electric $E$.

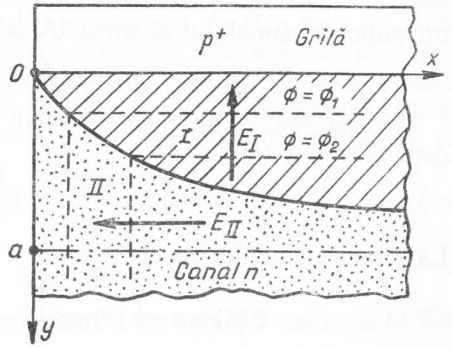



Fig. 2.6. Liniile echipotențiale $\Phi$ = const. și direcția cîmpului electric $E$ în regiunea de sarcină spațială *(I)* și în canal *(II)* în cazul aproximației graduale.

*Deci în cadrul aproximației graduale cîmpul electric din canal poate fi separat într-o componentă longitudinală — numai în regiunea conductoare cvasineutră electric — și într-o componentă transversală numai în regiunea de sarcină spațială.*

Componenta longitudinală determină curgerea curentului prin tranzistor, iar componenta transversală lățimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal.

Rezultă că lățimea $b$ a regiunii de sarcină spațială (fig. 2.5) depinde numai de tensiunea $U_b\ (x)$ la „bornele" joncțiunii grilă-canal

$$b=b\ [U_b\ (x)]=b\ (x) \tag{2.16}$$

* În literatura de limbă engleză „*gradual approximation*".

Deoarece curentul $I_D$ este constant în orice secțiune de coordonată $x$ a tranzistorului, variația de tensiune $dU_c$ în canal de la o secțiune de coordonată $x$ la una de coordonată $x+dx$ este

$$dU_c(x)=I_D dR=I_D\frac{\rho_c\,dx}{2c(x)Z} \tag{2.17}$$

unde $\rho_c$ este rezistivitatea canalului.

Lărgimea $c(x)$ a canalului se poate determina observînd că tensiunea de grilă $U_G$, tensiunea pe joncțiunea grilă-canal $U_b(x)$ și tensiunea între un punct al canalului și sursă $U_c(x)$ sînt legate prin relația (v. fig. 2.5)

$$U_b(x)+U_c(x)-U_G=0. \tag{2.18}$$

Ținînd seama de relațiile (2.6), (2.11) și (2.18) se poate explicita dependența $b(U)$

$$b=a\left[\frac{U_b+\psi}{W}\right]^{1/2}=a\left[\frac{U_G+\psi-U_c(x)}{W}\right]^{1/2},$$

Lărgimea canalului rezultă direct

$$c(x)=a-b(x)=a\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_c(x)}{W}\right)^{1/2}\right].$$

Înlocuind $c(x)$ relația (2.17) devine:

$$\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_c(x)}{W}\right)^{1/2}\right]dU_c(x)=\frac{\rho I_D}{2aZ}dx \tag{2.19}$$

Integrînd de la sursă pînă la drenă (pentru tensiuni de la 0 la $U_D$, pentru lungimi de la 0 la $L$) se obține după normare la

$$I_0=-\frac{g_0 W}{3}, \tag{2.20}$$

unde s-a notat conductanța canalului metalurgic (de lărgime $2c=2a$)

$$g_0=\frac{2aZ}{\rho_c L}, \tag{2.21}$$

expresia

$$\frac{I_D}{I_0}=-3\frac{U_D}{W}-2\left[\left(\frac{U_G+\psi-U_D}{W}\right)^{3/2}-\left(\frac{U_G+\psi}{W}\right)^{3/2}\right] \tag{2.22}$$

Relația (2.22) pentru curentul de drenă este valabilă numai dacă

$$|U_G+\psi-U_D|\leqslant|W| \tag{2.23}$$



Realizarea inegalității înseamnă că pentru valori date $U_G$ și $U_D$ ale tensiunilor canalul este deschis. Cînd se realizează egalitatea — fie prin variația tensiunii $U_G$, fie prin cea a tensiunii $U_D$ — grosimea canalului se reduce în dreptul drenei la zero, canalul se închide. Tensiunea $U_D$ pentru care relația (2.23) devine egalitate se numește *tensiune de saturație* și se notează $U_{Dsat}$. Curentul de drenă corespunzător se numește *curent de saturație*, notat $I_{Dsat}$.

Dacă se reprezintă variația curentului $I_D$ în funcție de $U_D$ pentru tensiuni $U_D>U_{Dsat}$ se obține o scădere a curentului, necorespunzătoare fenomenului fizic din tranzistor. Înseamnă că pentru $U_D>U_{Dsat}$ una din ipotezele în cadrul cărora s-a dedus expresia $I_D(U_D,U_G)$ nu mai este valabilă. Într-adevăr, după închiderea canalului, este evident că aproximația graduală nu mai poate fi aplicată în porțiunea închisă a canalului. Aproximația graduală rămîne valabilă [1,5] pe aproape întreaga porțiune deschisă a canalului (de la sursă pînă lîngă punctul de închidere a canalului).

Rezultă deci că relația (2.23) definește o regiune a planului $I_D$, $U_D$ mărginită spre dreapta de curba

$$U_G+\psi-U_D=W$$

iar spre stînga de axa coordonatelor, în care este valabilă expresia (2.22) a curentului de drenă (fig. 2.7).

Regiunea planului $I_D$, $U_D$ determinată de inegalitățile

$$I_D>0$$

$$|U_G+\psi-U_D|>|W|$$

se numește *regiune de saturație*. În această regiune canalul conductor este închis și după cum s-a mai arătat în § 2.1.2 se presupune curentul de drenă constant, independent de tensiunea de drenă, avînd o valoare egală cu cea atinsă pentru $U_D=U_{Dsat}$. Valoarea curentului de drenă la saturație rezultă direct din relația (2.22) înlocuind

$$U_D=U_{Dsat}=U_G+\psi-W.$$

Se obține:

$$\frac{I_{Dsat}}{I_0}=1-3\frac{U_G+\psi}{W}+2\left(\frac{U_G+\psi}{W}\right)^{3/2}. \tag{2.24}$$

Din (2.24) se poate găsi și o semnificație fizică pentru $I_0$: este curentul de drenă la $U_G+\psi=0$, pentru $U_D=U_{Dsat}$.

În fig. 2.7 s-au reprezentat caracteristicile normate $\frac{I_D}{I_0}$ în funcție de $\frac{U_D}{W}$, având ca parametru $\frac{U_0+\psi}{W}$ corespunzător cu relațiile (2.22) și (2.24).

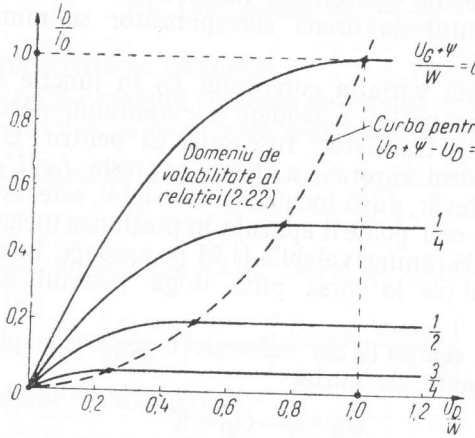



Fig. 2.7. Caracteristicile statice normate $\frac{I_D}{I_0}$ în funcție de $\frac{U_D}{W}$ cu $\frac{U_0+\psi}{W}$ ca parametru, pentru TEC-J.

Referitor la regiunea de saturație, prezintă interes și caracteristica $I_{Dsat}(U_G)$. Această caracteristică este reprezentată în fig. 2.8 pe baza relației (2.24), utilizînd mărimi normate.

Se observă că prin tranzistor circulă curent numai de la o valoare a tensiunii de grilă

$$U_G \geqslant U_P \tag{2.25}$$

unde $U_P$ este tensiunea de prag, definită prin relația

$$U_P = W - \psi \tag{2.26}$$

În fig. 2.8 s-au reprezentat și valorile tensiunii de grilă $U_G$, pe o axă separată. Se observă că realizarea condiției $U_G=0$ nu înseamnă și curent maxim de saturație prin tranzistor, deoarece la polarizarea joncțiunii grilă-canal dată de tensiunea de drenă se adaugă și diferența internă de potențial.



Realizarea condiției $U_G=-\psi$ la care se obține curentul $I_0$ nu este posibilă, deoarece niciodată o joncțiune *pn* nu se poate polariza cu o tensiune directă care să anuleze bariera de potențial (căderile de tensiune care apar pe regiunile neutre *n* și *p* determină o scădere a tensiunii aplicate efectiv regiunii de sarcină spațială).

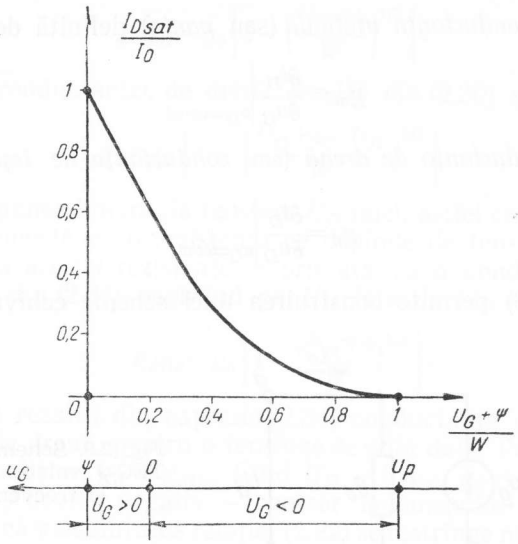



Fig. 2.8. Caracteristica normată $\frac{I_{Dsat}}{I_0}$ în funcție de $\frac{(U_G+\psi)}{W}$ pentru TEC-J.

Pe de altă parte, o polarizare pozitivă puternică a joncțiunii grilă-canal determină curenți de grilă importanți.

Din cauzele expuse mai înainte, în general, joncțiunea grilă-canal este polarizată invers, fabricanții de TEC indicînd numai caracteristici pentru $U_G<0$, curentul maxim de drenă obținîndu-se pentru $U_G=0$, la saturație.

**Caracteristici de joasă frecvență și semnal mic.** Fie formal relația

$$i_D = i_D(u_D, u_G) \tag{2.27}$$

obținută ca o extensie a relației $I_D(U_D, U_G)$ considerînd regimul de c.a. drept o succesiune de regimuri de c.c. Notațiile $i_D, u_D, u_G$ din (2.27) semni-

fică mărimi ce conțin o componentă continuă $I_D$, $U_D$, $U_G$ și una variabilă $i_d$, $u_d$, $u_g$ ($i_D = I_D + i_d$, ...).

Presupunînd variații mici în jurul unui punct static dat se poate scrie

$$i_d = g_m u_g + g_d u_d \tag{2.28}$$

unde $g_m$ este *conductanța mutuală* (sau *panta*) definită de

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_G}\right|_{u_D=\text{const}}, \tag{2.29}$$

iar $g_d$ este *conductanța de drenă* (sau *conductanța de ieșire*) definită de

$$g_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial u_D}\right|_{u_G=\text{const}}. \tag{2.30}$$

Relația (2.28) permite construirea unei scheme echivalente (fig. 2.9)

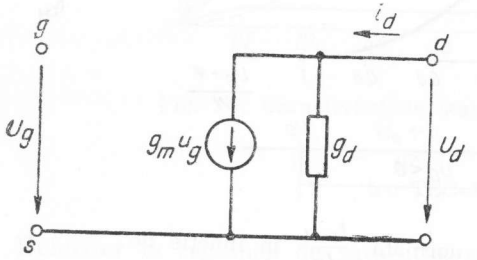



Fig. 2.9. Schema echivalentă a TEC-J valabilă la semnal mic și frecvență joasă.

valabilă la semnal mic și frecvențe joase. Rezistența de intrare s-a presupus infinită, deoarece este rezistența unei joncțiuni polarizate invers.

Înlocuind în (2.29) expresia (2.22) se obține

$$g_m = g_0 \left[ \left( \frac{U_G + \psi - U_D}{W} \right)^{1/2} - \left( \frac{U_G + \psi}{W} \right)^{1/2} \right] \tag{2.31}$$

unde $g_0$ este conductanța canalului metalurgic (v. relația (2.21)).

Pentru regiunea liniară, valoarea conductanței mutuale se obține din (2.31) impunînd condiția ca $U_D$ să tindă spre zero. Rezultă

$$g_{mlin} = \frac{g_0}{2} \frac{U_D}{[W(U_G + \psi)]^{1/2}}. \tag{2.32}$$



Pentru regiunea de saturație, neglijînd influența tensiunii de drenă asupra caracteristicilor statice, valoarea conductanței mutuale este constantă și egală cu valoarea atinsă la marginea regiunii liniare, cînd $U_D = U_{Dsat}$.

Înlocuind $U_D = U_{Dsat} = U_G + \psi - W$ în (2.31) rezultă

$$g_{msat} = g_0 \left[ 1 - \left( \frac{U_G + \psi}{W} \right)^{1/2} \right]. \tag{2.33}$$

Expresia conductanței de drenă rezultă din (2.30) și (2.22)

$$g_d = g_0 \left[ 1 - \left( \frac{U_G + \psi - U_D}{W} \right)^{1/2} \right], \tag{2.34}$$

Pentru regiunea liniară (la tensiuni $U_D$ mici, astfel ca $U_D \ll |U_G + \psi|$) TEC-J se comportă ca o rezistență ce depinde de tensiunea aplicată pe grilă. Valoarea acestei rezistențe, exprimată ca o conductanță $g_{dlin}$ se poate deduce din (2.34) neglijînd pe $U_D$ față de $U_G$

$$g_{dlin} = g_0 \left[ 1 - \left( \frac{U_G + \psi}{W} \right)^{1/2} \right], \tag{2.35}$$

După cum rezultă din expresia (2.34) conductanța de drenă variază cu tensiunea de drenă, pentru o tensiune de grilă dată. Pentru tensiuni de drenă mici se obține $g_d = g_{dlin}$. Cînd $U_D = U_{Dsat}$, $g_d = g_{dsat} = 0$. Dacă $U_D > U_{Dsat}$, $g_d$ devine negativ — contrar fenomenului fizic — ceea ce indică din nou că valabilitatea relației (2.22) se restrînge numai la domeniul $U_D \leqslant U_{Dsat}$.

În regiunea de saturație se va presupune în concordanță cu modelul fizic al funcționării tranzistorului la saturație (v. § 2.1.2) că

$$g_{dsat} = 0\,; \quad (U_D \geqslant U_{Dsat}). \tag{2.36}$$

Comparînd relațiile (2.33) și (2.35) se observă faptul interesant că în regiunea de saturație conductanța mutuală este egală cu conductanța canalului în regiunea liniară.

### 2.2.2. CANAL CU PROFIL ARBITRAR DE IMPURITĂȚI

Pînă acum s-a considerat cazul canalului uniform dotat cu impurități. În cazul general, în funcție de procesul tehnologic prin care se fabrică TEC-J, profilul de impurități poate avea diferite forme (v. § 2.4). În cele ce urmează se indică rezultatele generale la care se ajunge considerînd o formă arbi-

trară $N(y)$ a profilului de impurități din canal. Pentru simplitate în continuare, se menține ipoteza că grila este mult mai puternic dotată cu impurități decît canalul și se consideră un model simetric față de planul $y=a$ (v. și fig. 2.5).

Procedînd asemănător cu cazul concentrației constante de impurități (v. § 2.2.1.), se obține [6] expresia curentului de drenă

$$I_D=-\frac{2Zq\mu_n}{\varepsilon_s L}\int_{b_S}^{b_D} bN(b)\,[Q(a)-Q(b)]\,db \tag{2.37}$$

unde $b_S$, $b_D$ este lărgimea regiunii de sarcină spațială la sursă, respectiv la drenă, iar prin $Q(y)$ se notează

$$Q(y)=q\int_0^y N(y)\,dy \tag{2.38}$$

Din relația (2.37), care constituie ecuația de bază pentru un TEC-J cu profil arbitrar de impurități, se deduc direct expresiile conductanței mutuale $g_m$ și a conductanței de drenă $g_d$:

$$g_m=\frac{2Z\mu_n}{L}\,[Q(b_S)-Q(b_D)] \tag{2.39}$$

$$g_d=\frac{2Z\mu_n}{L}\,[Q(b_D)-Q(a)] \tag{2.40}$$

După cum era de așteptat, $g_{dsat}=0$ (la saturație $b_D=a$). De asemenea, se verifică și concluzia anterioară că în regiunea liniară (unde $b_S\simeq b_D$, $U_D$ fiind mic) valoarea conductanței $g_d$ este egală cu bună aproximație cu valoarea conductanței $g_m$ în regiunea liniară.

*a*) Considerînd diverse profile de impurități, prin aplicarea formulelor discutate mai sus se poate estima influența distribuției de impurități asupra caracteristicilor TEC-J.

Presupunînd cazul extrem, în care toate impuritățile sînt plasate la $y=a$, se poate arăta [7, 8] că

$$I_{Dsat}=I_0\left[1-\frac{U_G+\psi}{W}\right]^2 \tag{2.41}$$

$$g_{msat}=g_0\left[1-\frac{U_G+\psi}{W}\right] \tag{2.42}$$



unde $I_0$, $g_0$, $W$ sînt date de relațiile

$$I_0=\frac{Zq^2\mu_n N_D^2 a^3}{\varepsilon_s L};\quad g_0=\frac{2Z\mu_n qN_D a}{L};\quad W=\frac{qN_D a^2}{\varepsilon_s}. \tag{2.43}$$

Evident

$$\left|\frac{g_0 W}{I_0}\right|=2 \tag{2.44}$$

Pentru a aprecia influența profilului de impurități asupra caracteristicilor, în fig. 2.10 și fig. 2.11 s-au reprezentat valorile normalizate $I_{Dsat}/I_0$ și $g_{msat}/g_0$ în funcție de $(U_G+\psi)/W$ pentru o distribuție uniformă a impurităților — expresiile (2.22) și (2.33) — și pentru o distribuție a impurităților numai la $y=a$—expresiile (2.41) și (2.42). Se constată o apropiere mare a curbelor pentru cele două cazuri.

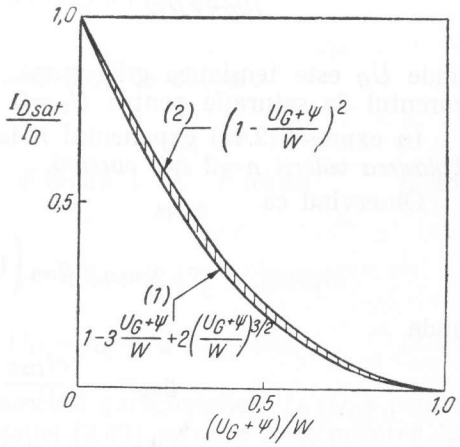



Fig. 2.10. Caracteristica normată $\frac{I_{Dsat}}{I_0}$ în funcție de $\frac{(U_G+\psi)}{W}$ pentru cazul concentrației uniforme a impurităților în canal (curba *1*) și pentru cazul în care toate impuritățile sînt plasate în centrul canalului (curba *2*).

Împrăștierea slabă a curbelor normalizate $\frac{I_{Dsat}}{I_0}$ este o proprietate comună tuturor tipurilor de TEC-J, indiferent de profilul de impurități din canal [3].

Din această cauză, în diverse aplicații pentru curentul de drenă în regiunea de saturație se utilizează frecvent următoarea expresie aproximativă, care dă rezultate foarte bune:

$$I_{Dsat}=I_{DSS}\left(1-\frac{U_G}{U_P}\right)^n \tag{2.45}$$

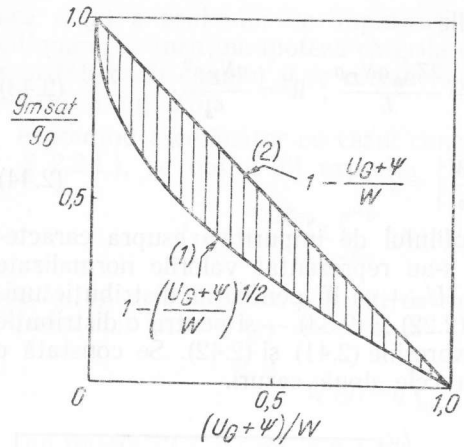



Fig. 2.11. Caracteristica normată $\frac{g_{msat}}{g_0}$ în funcție de $\frac{(U_G+\psi)}{W}$ pentru cazul concentrației uniforme a impurităților în canal (curba *1*) și pentru cazul în care toate impuritățile sînt plasate în centrul canalului (curba *2*).

unde $U_G$ este tensiunea grilă sursă, $U_P$ tensiunea de prag, iar $I_{DSS}$ curentul de saturație pentru $U_G=0$.

În expresia (2.45) exponentul $n$ ia valori apropiate de 2 [7], [8], [9]. *Folosirea valorii $n=2$ este curentă.*

Observînd că

$$g_{msat}=g_{m0}\left(1-\frac{U_G}{U_P}\right)^{n-1}$$

unde

$$g_{m0}=-\frac{nI_{DSS}}{U_P}\approx-\frac{2I_{DSS}}{U_P}$$

este valoarea conductanței mutuale la tensiune de grilă nulă, rezultă:

$$\frac{I_{Dsat}}{g_{msat}}=\frac{1}{n}(U_G-U_P). \tag{2.46}$$

Relația (2.46) indică o metodă experimentală comodă pentru determinarea exponentului $n$ și a tensiunii de prag, prin reprezentarea grafică a variației raportului $\frac{I_{Dsat}}{g_{msat}}$ în funcție de $U_G$. Se obține o dreaptă din a cărei pantă se determină $n$, iar din ordonata de origine $U_P$.



*b*) Pe baza expresiei generale (2.37) pentru familia de caracteristici statice $I_D(U_G, U_G)$ se poate da o metodă grafo-analitică [10], care permite determinarea întregii familii de caracteristici, cunoscîndu-se numai caracteristica $I_D(U_D)$ pentru $U_G=0$.

Această metodă se bazează pe observația că relația (2.37) poate fi scrisă:

$$I_D(U_G, U_D)=\int_{b(U_G)}^{b(U_G-U_D)} F(b)\,db \tag{2.47}$$

unde s-a notat

$$F(b)=-\frac{2Zq\mu_n}{\varepsilon_s L}bN(b)\,[Q(a)-Q(b)].$$

Despărțind integrala (2.47) în două părți se obține:

$$I_D(U_G, U_D)=\int_{b(0)}^{b(U_G-U_D)} F(b)\,db+\int_{b(U_G)}^{b(0)} F(b)\,db \tag{2.48}$$

Comparînd cele două integrale cu relația (2.47) se găsește

$$I_D(U_G, U_D)=I_D(O, U_D-U_G)-I_D(O, -U_G). \tag{2.49}$$

Expresia (2.49) arată că fiind cunoscută caracteristica $I_D(U_D)$ pentru $U_G=0$, atunci partea dreaptă a relației (2.49) permite determinarea lui $I_D$ pentru orice combinație $U_G, U_D$. În fig. 2.12 este indicat procedeul grafic prin care pornind de la $I_D(0, U_D)$ (caracteristica *1*) se ajunge la $I_D(U_G, U_D)$ (caracteristica *3*) prin două translații: prima de mărime $U_G$ de-a lungul axei $U_D$, a doua de-a lungul axei $I_D$, pînă cînd caracteristica finală *3* trece prin origine.

Această construcție rezultă din interpretarea grafică a termenilor părții drepte a expresiei (2.49). Primul termen este de fapt curba $I_D(0, U_D)$ deplasată cu $U_G$ de-a lungul axei $U_D$. Al doilea termen este o constantă în planul $I_D$, $U_D$ și reprezintă o deplasare de-a lungul axei $I_D$, astfel ca originea să aparțină curbei finale [orice curbă a familiei de caracteristici $I_D(U_G, U_D)$ trece prin $I_D=0$, la $U_D=0$ (v. fig. 2.7)].

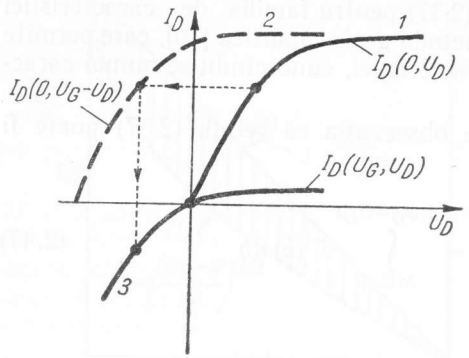



Fig. 2.12. Modul de construcție a caracteristicii $I_D(U_G, U_D)$ cunoscînd caracteristica $I_D(U_D, 0)$.

### 2.2.3. ÎMBUNĂTĂȚIRI ALE TEORIEI SIMPLIFICATE

Ceea ce s-a prezentat pînă acum poate fi considerat, în virtutea ipotezelor formulate anterior (v. § 2.2) că este o teorie „simplificată" a funcționării TEC-J. În cele ce urmează se aduce o serie de completări, conținînd informații utile fie pentru utilizarea practică, fie pentru o mai bună înțelegere a fenomenelor fizice din tranzistor.

**Comanda pe două grile** [11, 12]. În acest caz grila și baza nu mai sînt legate împreună, pe fiecare din ele putînd fi aplicat un potențial diferit — de c.c. sau c. a. — în mod independent. În cazul TEC-J simetric, cu joncțiuni abrupte se obține o dependență liniară și simetrică a conductanței mutuale de grilă $g_m$ și de bază $g_{mb}$ de tensiunea continuă de bază, respectiv de grilă, pentru lucrul în regiunea de saturație

$$\begin{aligned} g_{msat} &= \alpha(U_G) + \beta U_B \\ g_{mbsat} &= \alpha(U_B) + \beta U_G \end{aligned} \qquad (2.50)$$

unde funcția $\alpha$ și coeficientul $\beta$ depind de structura TEC-J.

Această dependență *liniară și simetrică* nu se întîlnește de obicei la TEC-J actuale [18], deoarece, în general, profilul de impurități din canal este nesimetric. Important de reținut, este faptul că panta unui TEC-J relativ la semnalul aplicat pe grilă poate fi modificată prin variația tensiunii continue aplicate pe bază și invers (semnal pe bază, tensiune continuă pe grilă).



**Conductanța de drenă la saturație** ($g_{dsat}$). Modelul fizic simplificat dat pentru funcționarea tranzistorului în regiunea de saturație (v. 2.1.) indică o conductanță de drenă nulă. Experimental se constată o valoare nenulă corespunzătoare unghiului făcut de caracteristica $I_D(U_D)$ cu axa tensiunii.

Această valoare nenulă este determinată de efectul de scurtare al lungimii canalului, datorită mișcării spre sursă a punctului de închidere al canalului, odată cu creșterea tensiunii de drenă.

Din (2.22) rezultă proporționalitatea dintre curentul de drenă și inversul lungimii canalului. Evident, dacă lungimea canalului scade, curentul de drenă crește, obținîndu-se $g_{ds\,t} \neq 0$.

Calculele efectuate în diverse lucrări [1,13, 5, 14] indică un rezultat general asupra dependenței conductanței de drenă de punctul static de funcționare. Astfel, pentru

$$U_G = \text{const.} \qquad g_{dsat} \sim \frac{1}{U_D}, \qquad (2.51)$$

iar pentru

$$U_D = \text{const.} \qquad g_{dsat} \sim \frac{1}{U_G}. \qquad (2.52)$$

**Efecte determinate de dependența mobilității purtătorilor de intensitatea cîmpului electric** [2, 3, 4, 15]. Mobilitatea purtătorilor nu este constantă așa cum s-a presupus, ci depinde de cîmpul electric care le determină mișcarea. Cu cît cîmpul electric este mai intens, mobilitatea scade, iar viteza de mișcare a purtătorilor atinge o valoare limită [16].

Pentru TEC-J cu o lungime a canalului relativ scurtă și /sau) cu tensiune de închidere mare, cîmpul electric din canal în apropierea tensiunii de saturație și după depășirea ei poate atinge valori de ordinul 1—3 kV/cm. La aceste intensități scăderea mobilității devine importantă, deci în analiza caracteristicilor unui TEC-J trebuie să se țină seama și de aceste efecte determinate de mobilitatea în cîmpuri intense.

Deducerea expresiilor pentru caracteristicile TEC-J se face într-un mod analog cu deducerea pentru cazul mobilității constante. Se obțin diverse rezultate după expresia aproximativă adoptată pentru dependența $\mu(E)$ [2, 3, 15.] Un rezultat interesant este indicat în lucrarea [15], unde pentru $\mu(E)$ se utilizează relația

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \frac{E}{E_0}} \qquad (2.53)$$

în care $\mu_0$ este mobilitatea în cîmpuri slabe, iar $E_0$ o constantă de material care se determină experimental. Se obține pentru curentul de drenă următoarea expresie

$$I_D = \frac{I_D|_{\mu=\text{const}}}{1-\frac{U_D}{LW}}, \tag{2.54}$$

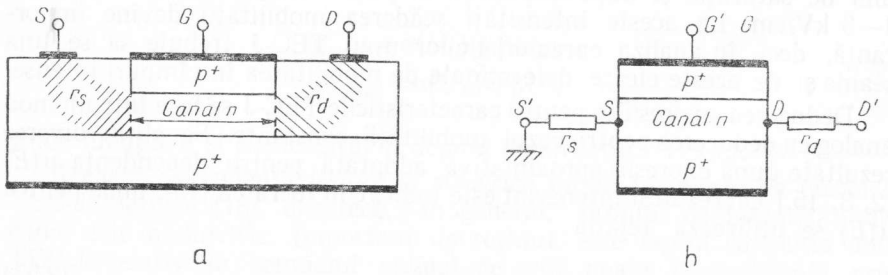
unde $W$ este tensiunea de închidere a TEC-J.

Relația (2.54) este valabilă pentru un profil arbitrar de impurități din canal. Evident, valoarea tensiunii de închidere este însă dependentă de forma profilului de impurități.

Influența dependenței mobilității de cîmpul electric se face simțită prin scăderea curentului de drenă și a conductanței mutuale, precum și prin modificarea valorii conductanței de drenă față de cazul cu mobilitate constantă.

De asemenea, limitarea vitezei purtătorilor conduce la micșorarea tensiunii de saturație, $U_{Dsat}$ la o valoare mai mică decît cea dată de relația (2.12). Această scădere are o interpretare fizică directă: saturația curentului nu se mai obține în momentul închiderii, ci înainte, deoarece apare limitarea vitezei purtătorilor.

**Efectul rezistenței seriei a sursei $r_s$ și a drenei $r_d$.** Modelul adoptat pentru analiza TEC-J, prezentat în fig. 2.5 presupune plasarea contactelor sursei și drenei la capetele canalului. În realitate, acest lucru nu se realizează în structurile de TEC-J, între capătul canalului și contactul de sursă sau drenă rămînînd o zonă a cărei conductibilitate nu este practic modificată de tensiunea de grilă (porțiunile hașurate în fig. 2.13, *a*). Această zonă se comportă ca o rezistență plasată între capătul canalului și borna de sursă sau drenă (fig. 2.13, *b*).




a b

Fig. 2.13. Rezistența de sursă și rezistența de drenă la TEC-J:
*a* — modelul fizic; *b* — schema redusă la două rezistențe echivalente și la TEC-J intrinsec.



În continuare se vor nota cu indicele prim, mărimile ce țin seama în expresia lor de prezența rezistențelor $r_s$ și $r_d$. Fără indice sînt notate mărimile date de „teoria simplificată".

Modul în care se modifică aspectul caracteristicilor statice interesează mai puțin, importante pentru aplicații fiind schimbările suferite de conductanța de drenă în regiunea liniară $g'_{dlin}$ (conductanța canalului) și conductanța mutuală în regiunea de saturație $g'_{msat}$;

Pentru $g'_{dlin}$, observînd că există trei rezistențe în serie ($r_s$, $g_{dlin}$ și $r_d$), rezultă direct:

$$g'_{dlin} = \frac{g_{dlin}}{1+g_{dlin}(r_s+r_d)}. \tag{2.55}$$

Ținînd seama de reacția ce apare prin $r_s$, expresia conductanței mutuale este dată de:

$$g'_{msat} = \frac{g_{msat}}{1+g_{msat}r_s}, \tag{2.56}$$

Rezistența $r_d$ intervine în regiunea de saturație mai ales prin modificarea tensiunii de drenă la care apare saturația, $U'_{Dsat}$, care devine mai mare decît cea dată de relația (2.12).

### 2.2.4. INFLUENȚA TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR TEC-J

**Efecte de temperatură asupra curentului de drenă** *a) Variația cu temperatura a caracteristicilor* $I_D(U_D, U_G)$ a unui TEC-J. Această variație este determinată în esență de modificarea cu temperatura a rezistivității materialului în care se realizează canalul conductor și a diferenței interne de potențial a joncțiunii grilă-canal [17].

În intervalul uzual de temperaturi pentru concentrațiile de impurități utilizate curent se poate presupune cu bună aproximație că toate impuritățile sînt ionizate (numărul de purtători $n$ este egal cu numărul de impurități $N_D$).

În acest caz, pentru un canal de tip $n$ rezistivitatea $\rho$ a canalului este dată de:

$$\rho = \frac{1}{q\mu_n N_D}. \tag{2.57}$$

În (2.57) $q$ și $N_D$ sînt constante, iar mobilitatea $\mu_n$ scade cu temperatura. Rezultă că odată cu creșterea temperaturii crește și rezistivitatea, respectiv scade conductibilitatea, determinînd o scădere a curentului de drenă, dacă toate celelalte condiții sînt neschimbate.

Presupunînd cazul unei joncțiuni abrupte cu concentrațiile de impurități $N_D$, $N_A$, diferența internă de potențial în ipoteza ionizării tuturor impurităților este

$$\psi = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}.$$

Influența temperaturii asupra valorii diferenței interne de potențial se face simțită mai ales prin creșterea însemnată a concentrației intrinseci la ridicarea temperaturii. Creșterea concentrației intrinseci este dominantă, factorul proporțional cu temperatura fiind mai slab. Rezultă deci o scădere a diferenței de potențial cu creșterea temperaturii. Această scădere determină o micșorare a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal, deci o mărire a lărgimii canalului, rezultînd o creștere a curentului de drenă cu creșterea temperaturii, dacă toate celelalte condiții au rămas neschimbate.

Dacă valoarea absolută a tensiunii de prag $U_P$ la un TEC-J este mare față de valoarea absolută a tensiunii de grilă, atunci variațiile barierei de potențial vor produce variații neglijabile ale curentului de drenă, efectul dominant fiind cel al variației conductibilității. Este deci de așteptat o scădere a curentului de drenă la creșterea temperaturii, pentru tensiuni de prag mari.

În cazul TEC-J cu tensiuni de prag de valori apropiate de cele ale tensiunii de grilă, efectul este dat în principal de variația barierei de potențial, obținîndu-se o creștere a curentului de drenă la creșterea temperaturii.

Dacă se ține seama de ambele efecte, acțiunea temperaturii poate fi schematizată astfel

$$T\uparrow \begin{cases} \nearrow \rho\uparrow \rightarrow I_D\downarrow \searrow \\ \searrow \psi\downarrow \rightarrow I_D\uparrow \nearrow \end{cases} I_D\,? \qquad (2.58)$$

Se vede că cele două efecte sînt contrarii. Cazul ideal s-ar realiza prin contrabalansarea reciprocă, curentul de drenă fiind astfel independent de temperatură. În realitate, o astfel de compensare — după cum se va arăta mai departe — nu este posibilă decît la o singură temperatură [17]. Realizarea compensării se face prin alegerea potrivită a punctului static de funcționare a tranzistorului.



*b) Analiza cantitativă a modului de variație a curentului de drenă cu temperatura.* Pentru tensiuni de drenă și grilă constante din punctul de vedere al influenței temperaturii, curentul de drenă poate fi scris ca o funcție de diferența internă de potențialul $\psi$ și de conductibilitatea $\sigma$ a materialului canalului [3,17,18].

$$I_D = I_D(\psi, \sigma). \qquad (2.59)$$

Deci

$$\frac{\partial I_D}{\partial T} = \frac{\partial I_D}{\partial \psi} \cdot \frac{\mathrm{d}\psi}{\alpha T} + \frac{\partial I_D}{\partial \sigma} \cdot \frac{\mathrm{d}\sigma}{\mathrm{d}T}, \qquad 2.60)$$

Observînd că

$$\frac{\partial I_D}{\partial \sigma} = g_m$$

și că [(la valori $U_D$, $U_G$ date — v. relațiile (2.22), (2.21), (2.20)]

$$I_D \sim I_0 \sim g_0 \sim \frac{1}{\rho} = \sigma$$

deci

$$\frac{\partial I_D}{\partial \sigma} = \frac{I_D}{\sigma},$$

expresia (2.60) devine

$$\frac{\partial I_D}{\partial T} = g_m \frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}T} + \frac{I_D}{\sigma} \frac{\mathrm{d}\sigma}{\mathrm{d}T}. \qquad (2.61)$$

Impunînd condiția

$$\frac{\partial I_D}{\partial T} = 0,$$

rezultă

$$\left(\frac{I_D}{g_m}\right)_Z = -\frac{\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}T}}{\frac{1}{\sigma}\frac{\mathrm{d}\sigma}{\mathrm{d}T}}, \qquad (2.62)$$

unde prin indicele $Z$ s-a indicat valoarea raportului curent de drenă pe conductanța mutuală la care se realizează compensarea efectelor variației diferenței interne de potențial și a rezistivității canalului.

Valoarea raportului $\left(\frac{I_D}{g_m}\right)_Z$ poate fi precizată și cantitativ, estimîndu-se mărimea rapoartelor $\mathrm{d}\psi/\mathrm{d}T$ și $\frac{1}{\sigma}\frac{\mathrm{d}\sigma}{\mathrm{d}T}$.

Conform analizei date în [3], considerînd valorile uzuale pentru siliciu $\psi(300°K) \approx 0{,}65$ V, $\frac{d\psi}{dT} \approx +2 \frac{mV}{°C}$ *, $\frac{1}{\sigma}\frac{d\sigma}{dT} = -7 \cdot 10^{-3}\,[°C^{-1}]$ (pentru $N_D = 10^{16}$ cm$^{-3}$), se obține

$$\left(\frac{I_D}{g_m}\right)_Z = 0{,}315 \text{ V}. \tag{2.63}$$

Valorile uzuale întîlnite în practică pentru acest raport acoperă intervalul 0,29—0,33 V.

Deoarece în regiunea de saturație atît $I_D$ cît și $g_m$ depind numai de $U_G$, rezultă că pentru această regiune există o tensiune de grilă $U_{GZ}$ la care curentul de drenă devine independent de temperatură.

Această observație se confirmă analizînd caracteristica $I_{Dsat}(U_G)$ pentru trei temperaturi diferite, prezentată în fig. 2.14

Valoarea $U_{GZ}$ se poate determina ușor considerînd relația (2.45) unde se ia pentru exponentul $n$ valoarea uzuală 2. Rezultă

$$U_{GZ} = \pm 0{,}63 + U_P \tag{2.64}$$

(+pentru canal $n$, — pentru canal $p$).

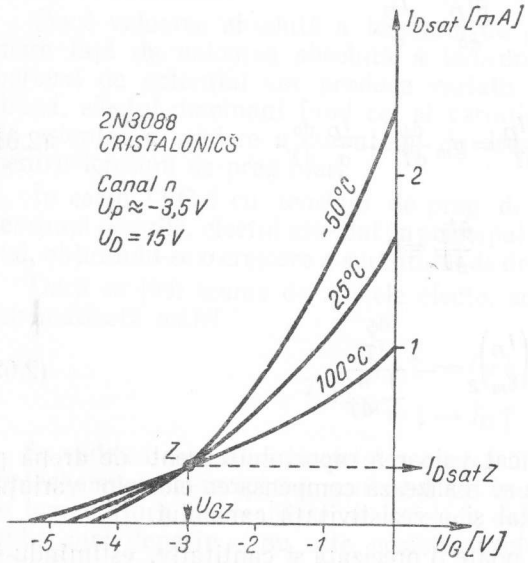



Fig. 2.14. Caracteristica $I_{Dsat}(U_G)$ pentru trei temperaturi diferite. De remarcat punctul Z prin care trec toate caracteristicile.

* Apare semnul plus, deoarece pentru canalul de tip $n$, prin convenție $\psi$ este negativ.



Utilizînd aceeași aproximație, se pot scrie următoarele relații utile pentru alegerea unui punct static de funcționare :

$$I_{DsatZ} = I_{DSS}\left(\frac{0{,}63}{U_P}\right)^2 \tag{2.65}$$

$$g_{msatZ} = g_{m0}\frac{0{,}63}{|U_P|} \tag{2.66}$$

($g_{m0}$ este conductanța mutuală la tensiune de drenă nulă).

*Obs.* : Ținînd seama de valorile uzuale ale tensiunii de prag și anume 1—10 V, rezultă că $I_{DsatZ}$ și mai ales $g_{msatZ}$ sînt mici, incomode pentru diverse aplicații, ceea ce înseamnă că nu întotdeauna se va putea utiliza tranzistorul polarizat în punctul static care asigură compensarea efectelor de temperatură.

*c) Deriva tensiunii de grilă în funcție de temperatură.* Deoarece mărimea $\frac{1}{\sigma}\frac{d\sigma}{dT}$ depinde de temperatură, rezultă că efectul de compensare a variației lui $\psi$ va fi posibil de realizat numai la o singură temperatură, chiar dacă tranzistorul lucrează în punctul $I_{DsatZ}$.

În acest caz, deosebit de utilă este introducerea *„derivei tensiunii de grilă cu temperatura"*, $D$, definită de raportul dintre variația $dU_G$ necesară pentru a menține un curent de drenă constant și variația de temperatură $dT$.

În cele ce urmează se va calcula această derivă în funcție de punctul static de funcționare.

Deoarece $dI_D = g_m\,dU_G$, din relația (2.61) se obține :

$$D = \frac{dU_G}{dT} = \frac{d\psi}{dT} + \frac{I_D}{g_m}\frac{1}{\sigma}\frac{d\sigma}{dT}. \tag{2.67}$$

Înlocuind (2.62) în (2.67) se obține expresia generală a derivei

$$D = \frac{d\psi}{dT}\left[1 - \frac{\frac{I_D}{g_m}}{\left(\frac{I_D}{g_m}\right)_Z}\right], \tag{2.68}$$

Pentru lucrul în regiunea de saturație, plecînd de la expresia (2.45) a curentului de drenă, relația (2.68) devine:

$$D=\frac{d\psi}{dT}\left[1-\left(\frac{I_{Dsat}}{I_{DsatZ}}\right)^{\frac{1}{n}}\right]. \tag{2.69}$$

În fig. 2.15 este reprezentată relația (2.69) pentru $n=2$ și $\frac{d\psi}{dT}=2\frac{mV}{°C}$.

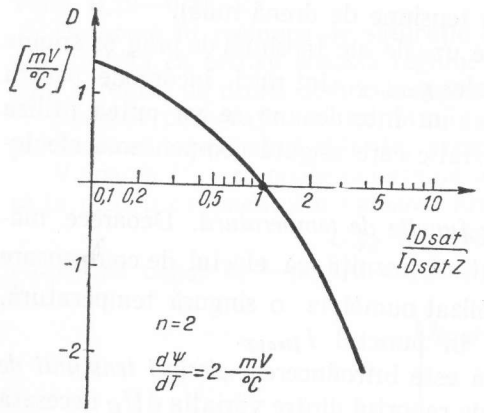



Fig. 2.15. Deriva echivalentă a tensiunii de grilă în funcție de abaterea curentului de drenă de la valoarea de compensare.

Este interesant de observat că în funcție de alegerea curentului de drenă $I_D$ mai mare, egal sau mai mic decît $I_{DsatZ}$, deriva poate fi respectiv negativă, nulă sau pozitivă.

Pentru aplicații este importantă estimarea derivei pentru abateri de la condiția (2.63) de compensare. Considerînd că abaterile nu depășesc 20% [$\Delta I_{Dsat}=I_{Dsat}-I_{DsatZ}\leqslant 0{,}2\, I_{DsatZ}$], din (2.69) luînd $n=2$ și $\frac{d\psi}{dT}\approx 2\frac{mV}{°C}$ se determină relația aproximativă [3]

$$D\approx-\frac{\Delta I_{Dsat}}{I_{DsatZ}} \tag{2.70}$$

(pentru cazul canalului $p$ semnul devine $+$).

O relație aproximativă se poate determina și pentru coeficientul de temperatură a curentului de drenă, la saturație, tensiunea de grilă avînd o valoare constantă. Din (2.61), (2.62) și (2.45) se obține:

$$\frac{1}{I_{Dsat}}\frac{dI_{Dsat}}{dT}=n\frac{d\psi}{dT}\left[\frac{1}{U_P-U_G}-\frac{1}{U_P-U_{GZ}}\right]. \tag{2.71}$$



Se poate face observația că în funcție de alegerea tensiunii de grilă mai mare, egală, sau mai mică decît $U_{GZ}$, coeficientul de temperatură va fi respectiv pozitiv, nul sau negativ.

**Alți parametri influențați de temperatură.** *a) Conductanța mutuală* $g_{msat}$. Din expresia (2.33) rezultă că la tensiuni de grilă mici * dependența $g_{msat}(T)$ este determinată în esență de variațiile de conductivitate $\frac{d\sigma}{dT}$, rezultînd un coeficient de temperatură negativ.

Dacă tensiunea de grilă este apropiată de $U_P$, determinante vor fi variațiile $\frac{d\psi}{dT}$, rezultînd un coeficient de temperatură pozitiv.

*b) Conductanța de drenă în regiunea liniară* $g_{dlin}$. Observînd că $g_{dlin}$ are aceeași expresie cu $g_{msat}$ (v. § 2.2.2) rezultă că sînt valabile concluziile expuse mai sus la punctul *d)*.

*c) Tensiunea de prag* $U_P$. Considerînd relația de definiție (2.13) și ținînd seama de (2.10) rezultă:

$$\frac{dU_P}{dT}=-\frac{d\psi}{dT}, \tag{2.72}$$

**Influența temperaturii asupra curentului de grilă** $I_G$. În continuare, pentru simplificare, referirile se fac numai la joncțiunea grilă-canal, fenomenele descrise fiind aceleași și pentru joncțiunea bază-canal. Concluziile deduse pentru curentul de grilă sînt deci direct aplicabile și pentru curentul de bază și, evident, pentru suma lor (în cazul TEC-J cel mai răspîndit la care baza este legată în interiorul capsulei la grilă). Curentul de grilă al unui TEC-J este determinat de curentul invers al joncțiunii grilă-canal. Întrucît marea majoritate a TEC-J actuale este fabricată din siliciu, la temperatura camerei curentul invers va fi în esență determinat de procesele de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal.

Deoarece în procesele de generare-recombinare contează practic numai centrii aflați aproape de mijlocul benzii interzise, curentul de grilă depinde de temperatură ca $\in -\frac{\Delta W}{kT}$, unde $\Delta W$ este lățimea benzii interzise. Pentru cazul siliciului, aceasta înseamnă ca în jurul temperaturii camerei curentul se dublează pentru o creștere de 6°C a temperaturii.

*) Acesta este cazul curent întîlnit, deoarece valori mari ale conductanței $g_{msat}$ se ating pentru valori mici ale tensiunii $U_G$.

La temperaturi mai ridicate (aproximativ mai mari decît 100 °C) curentul invers este determinat de purtătorii minoritari din regiunile neutre ale grilei și canalului. Dependența de temperatură va fi dată în acest caz tot de o exponențială, însă cu energie de activare $\Delta W$, și anume $I_G \sim \epsilon^{-\frac{\Delta W}{kT}}$, dublarea curentului avînd loc la o creștere a temperaturii de 10...12 °C.

Dependența $I_G(U_G)$ la o temperatură apropiată de temperatura camerei are aspectul prezentat în fig. 2.16 (s-au indicat valori tipice pentru TEC-J de mică putere). Aspectul curbei $I_G(U_G)$ se deduce observînd că valoarea curentului de grilă este proporțională cu volumul regiunii de sarcină spațială în care are loc generarea purtătorilor. Saturația curentului de grilă care apare după depășirea valorii $U_P$ se explică prin aceea că există două componente ale curentului de grilă: componenta intrinsecă $I_{Gi}$ și componenta extrinsecă $I_{Ge}$ (v. fig. 2.17). Componenta $I_{Gi}$ se datorează părții din regiunea de sarcină spațială a grilei conținută în canal, iar $I_{Ge}$ părții exterioare canalului.

Se observă că $I_{Gi}$ crește cu tensiunea $U_G$ pînă la atingerea saturației (cînd volumul regiunii intrinseci de sarcină spațială devine practic constant). În continuare, creșterea slabă a curentului de grilă este preluată de creșterea componentei $I_{Ge}$, datorită extinderii regiunii de sarcină spațială a grilei spre drenă.

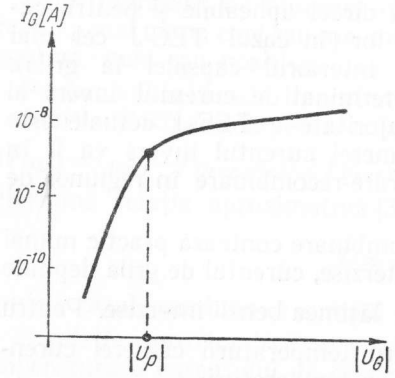



Fig. 2.16. Dependența curentului de grilă $I_G$ în funcție de tensiunea de grilă.

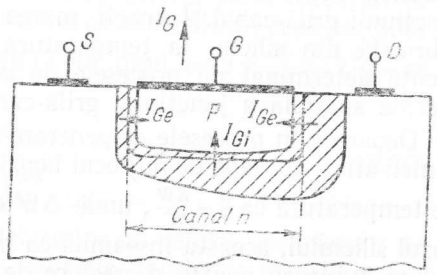



Fig. 2.17. Componenta intrinsecă $I_G$ și extrinsecă $I_{Ge}$ a curentului de grilă. Regiunea de sarcină spațială este hașurată.



## 2.3. EFECTE DE FRECVENȚĂ ASUPRA TEC-J

### 2.3.1. COMPLETĂRI ALE SCHEMEI ECHIVALENTE DE LA FRECVENȚE JOASE

Schema echivalentă valabilă pentru frecvențe joase și semnal mic dată în § 2.1, fig. 2.9 poate fi completată ținînd seama de capacitățile ce apar între diverși electrozi.

Astfel, apar (fig. 2.18): $C_{gs}$ — reprezentînd capacitatea de barieră între grilă și sursă, $C_{gd}$ — capacitatea de barieră grilă-drenă și $C_{ds}$ capacitatea drenă-sursă determinată practic de elementele parazite introduse de prezența capsulei.

În schema echivalentă din fig. 2.18 rezistențele $r_{gs}$ și $r_{gd}$ corespunzătoare joncțiunilor grilă-sursă și grilă-drenă polarizate invers, sînt de obicei neglijabile, avînd valori foarte mari.

În tabelul 2.2 este indicată gama uzuală de valori (pentru TEC-J de mică putere, la temperatura camerei) în care se plasează valorile elementelor circuitului echivalent indicat în fig. 2.18.

*Tabelul 2.2*

| Parametrul | Gama de valori |
|---|---|
| $g_m$ | 0,1—10 mA/V |
| $1/g_d$ | 0,1—1 MΩ |
| $C_{ds}$ | 0,1—1 pF |
| $C_{gs}$ | 1—10 pF |
| $C_{gd}$ | 1—5 pF |
| $r_{gs}$ | $>10^8$ Ω |
| $r_{gd}$ | $>10^8$ Ω |

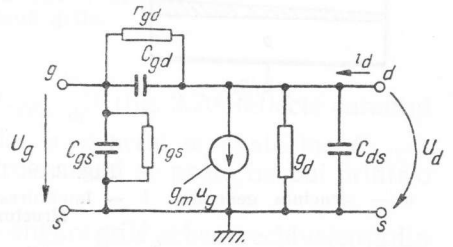



Fig. 2.18. Schema echivalentă de semnal mic și frecvență joasă, ținînd seama și de capacități.

Modelul dat în fig. 2.18 pentru TEC-J poate fi dedus dintr-o analiză mult mai generală care include ipoteza unui profil arbitrar de impurități în canal și cazul comenzii de două grile (tranzistor cu patru terminale $s, d, g, b$). O astfel de analiză este dată în [19,20]. Dat fiind formalismul matematic încărcat utilizat în [19,20], în cele ce urmează se vor indica doar ipotezele inițiale și rezultatele obținute — sub formă de scheme echivalente.

Ipotezele inițiale sînt următoarele :

*1)* Curenții ce corespund diverselor efecte capacitative sînt direct determinați de sarcinile acumulate în regiunile de sarcină spațială a grilei și bazei*.

*2)* Dependența curentului prin canal și a sarcinilor din regiunile de sarcină spațială, de tensiunile aplicate pe electrozi se poate determina din relațiile de c.c. considerînd regimul de c. a. drept o succesiune de regimuri de c.c.

*3)* Toate rezultatele se deduc pentru TEC intrinsec (fig. 2.19)

*4)* Se aplică aproximația graduală

*5)* Se consideră mobilitatea independentă de cîmpul electric.

Cu aceste ipoteze se obține circuitul echivalent indicat în fig. 2.20 valabil în regiunea de triodă [19], [20], [21]. Capacitățile ce apar în schemă din fig. 2.20 sînt definite de relațiile de mai jos :

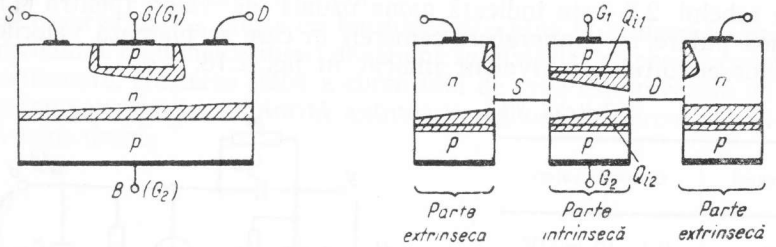



Fig. 2.19. TEC-J :
*a* — structura generală ; *b* — împărțirea în partea intrinsecă și extrinsecă a structurii.

$$C_{gs1}=-\left|\frac{\partial Q_{i1}}{\partial u_{g1}}\right|-\left|\frac{\partial Q_{i2}}{\partial u_{g2}}\right| \qquad C_{gs2}=-\left|\frac{\partial Q_{i2}}{\partial u_{g2}}\right|-\left|\frac{\partial Q_{i1}}{\partial u_{g1}}\right|$$

$$C_{gd1}=\frac{\partial Q_{i1}}{\partial u_d} \qquad C_{gd2}=\frac{\partial Q_{i2}}{\partial u_d} \qquad (2.73)$$

$$C_{gg1}=\frac{\partial Q_{i2}}{\partial u_{g1}} \qquad C_{gg2}=\frac{\partial Q_{i1}}{\partial u_{g2}}$$

* În continuare se va utiliza notația : grila *1* pentru grilă și grila *2* pentru bază.



unde $Q_{i1}$ și $Q_{i2}$ sînt sarcinile cuprinse în porțiunea intrinsecă a regiunilor de sarcină spațială a grilelor (fig. 2.19). Semnificația fizică a fiecărei capacități rezultă direct din relațiile de definiție (2.73).

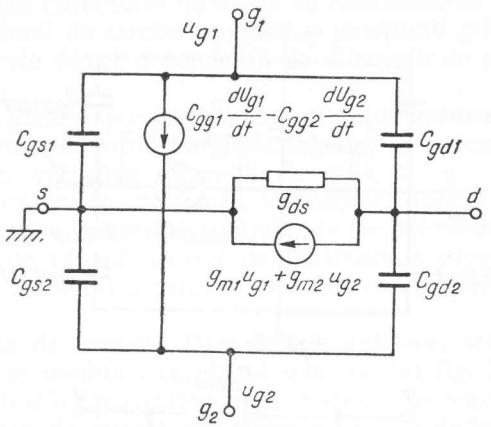



Fig. 2.20. Schema echivalentă de semnal mic și frecvențe joase, pentru TEC-J intrinsec cu comanda pe două grile.

Generatorul de curent $C_{gg1}\frac{du_{g1}}{dt}-C_{gg2}\frac{du_{g2}}{dt}$ (fig. 2.20) reflectă curentul de deplasare net între cele două grile. În general se poate lua $C_{gg1}=C_{gg2}=C_{gg}$. În acest caz generatorul de curent se poate înlocui printr-o capacitate $C_{gg}$.

Dacă se consideră doar comanda pe o singură grilă, schema echivalentă din fig. 2.20 se reduce la cea indicată anterior în fig. 2.18.

Valabilitatea circuitului echivalent din fig. 2.20 se extinde și asupra funcționării tranzistorului în regiunea de saturație. Presupunînd că se neglijează efectul de scurtare a lungimii canalului odată cu creșterea tensiunii de drenă în regiunea de saturație (v. și § 2.2.3) rezultă $g_{dsat}=0$ și, în plus, deoarece variațiile tensiunii de drenă nu mai produc nici o modificare a sarcinii $Q_{i1}$ sau $Q_{i2}$ se obține și rezultatul important

$$G_{gd1\,sat}=0,\ C_{gd2\,sat}=0 \qquad (2.74)$$

Circuitul echivalent corespunzător este dat în fig. 2.21, *a*, pentru cazul comenzii pe două grile și în fig. 2.21, *b* pentru cazul comenzii pe o

grilă (baza legată la grilă). Punctat s-au indicat și capacitățile de drenă și conductanțele de drenă intrinseci care în realitate nu sînt nule, ci au valori mici corespunzătoare efectului slab de scurtare a lungimii canalului.

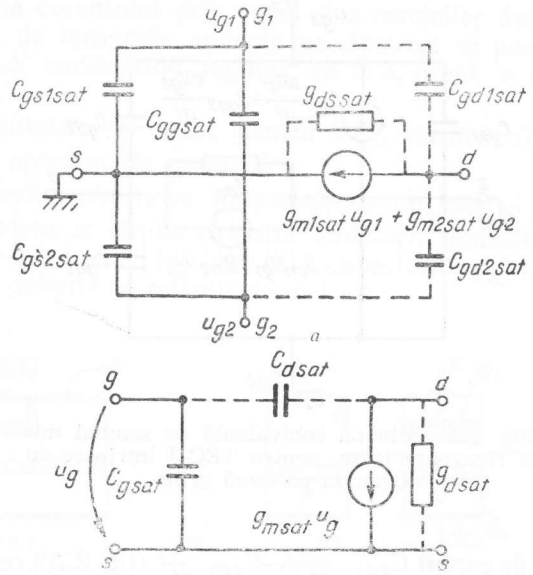



Fig. 2.21. Schema echivalentă corespunzătoare celei din fig. 2.20. pentru regiunea de saturație :
*a* — comandă pe două grile; *b* — comandă pe o singură grilă.

Schema echivalentă completă conține și elementele extrinseci (pentru detalii asupra elementelor extrinseci v. § 2.3.2). În cazul capacității de drenă elementele extrinseci sînt în general determinante.

Considerînd un model particular de tranzistor (profil de impurități determinat) relațiile (2.73) permit calculul capacităților din schema echivalentă în funcție de punctul static de funcționare * [20].

* În regiunea de saturație în relațiile (2.73) în loc de $U_D$ se introduce $U_{Dsat}$, iar derivatele relativ la $u_d$ se consideră nule.



### 2.3.2. COMPORTAREA TEC-J LA FRECVENȚE ÎNALTE

**Frecvența de tăiere a conductanței mutuale [1].** După cum s-a arătat anterior, controlul curentului de drenă se realizează ca urmare a modificării lățimii regiunii de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal. Lățimea acestei regiuni este direct dependentă de diferența de potențial ce apare la marginile ei.

La frecvențe joase se poate presupune cu bună aproximație că variațiile diferenței de potențial între marginile regiunii de sarcină spațială urmăresc instantaneu variațiile tensiunii de grilă.

Pe măsură ce crește frecvența semnalului aplicat grilei, stabilirea tensiunii pe regiunea de sarcină spațială are loc printr-un proces tranzitoriu (determinat de timpul necesar de încărcare a capacității grilă-canal prin rezistența canalului) a cărui durată devine comparabilă cu perioada semnalului.

Ținînd seama de modelul fizic descris anterior, schema echivalentă din fig. 2.21, *b* se modifică rezultînd schema din fig. 2.22. Circuitul de grilă este compus din capacitatea grilei în serie cu o rezistență efectivă de grilă. Generatorul de curent are valoarea $g_m u'_g$, unde $u'_g$ este căderea de tensiune pe capacitatea de grilă.

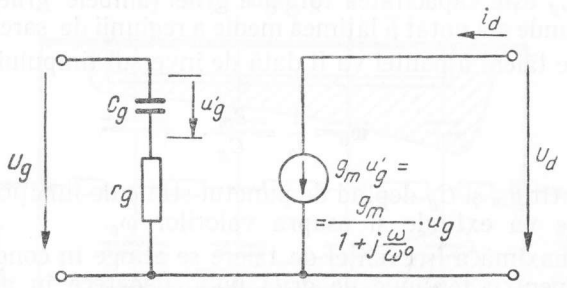



Fig. 2.22. Schema echivalentă la semnal mic și frecvențe ridicate (baza este legată la grilă).

Dacă se consideră tensiunea de grilă $u_g$ se poate scrie :

$$g_m u'_g = g_m \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} u_g \qquad (2.75)$$

unde

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{r_g C_g}.$$

Din relația (2.75) rezultă că frecvența $f_0$ poate fi considerată drept frecvența la care modulul conductanței mutuale scade cu 3 *dB*.

În acest sens $f_0$ va fi numită *frecvența de tăiere a conductanței mutuale*.

În continuare, analiza fizică a procesului de limitare a răspunsului în frecvență va fi transpusă într-o estimare cantitativă a frecvenței caracteristice $f_0$.

Fie o variație $\Delta U_G$ a tensiunii de grilă. Rezultă o variație a lățimii regiunii de sarcină spațială și a curentului de drenă $\Delta I_D$. O parte din variația $\Delta I_D$ va fi utilizată pentru a suplini modificarea de sarcini în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii grilă-canal, ca urmare a schimbării lățimii ei.

Timpul de răspuns al TEC-J poate fi definit drept timpul $t_0$ în care variația curentului de drenă $\Delta I_D$ suplinește variația totală de sarcină pe grilă $\Delta Q_G$

$$t_0 \Delta I_D = \Delta Q_G.$$

Deci

$$t_0 = \frac{\Delta Q_G}{\Delta I_D} = \frac{\Delta Q_G}{\Delta U_G} \frac{\Delta U_G}{\Delta I_D} = \frac{C_g}{g_m}. \tag{2.76}$$

În (2.76) $C_g$ este capacitatea totală a grilei (ambele grile în paralel $C_g = 2\varepsilon_s Z L/\bar{b}$ unde s-a notat $\bar{b}$ lățimea medie a regiunii de sarcină spațială)

Pulsația de tăiere a pantei va fi dată de inversul timpului de încărcare

$$\omega_0 = \frac{1}{t_0} = \frac{g_m}{C_g}.$$

Deoarece atît $g_m$ și $C_g$ depind de punctul static de funcționare, această dependență se va extinde și asupra valorilor $\omega_0$.

Valoarea maximă a frecvenței de tăiere se atinge în condițiile lucrului la saturație, pentru tensiune de grilă nulă, deoarece în aceste condiții $g_m$ atinge o valoare maximă, iar $C_g$ o valoare minimă.

Presupunînd $\bar{b} \approx \frac{a}{2}$ și $(g_m)_{max} \approx g_0$ se obține

$$f_0 \leqslant \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2} \frac{q}{\varepsilon_s} \left(\frac{a}{L}\right)^2 N_D \mu_n \tag{2.77}$$

pentru un tranzistor cu canal $p$ produsul $N_D\mu_n$ devine $N_A\mu_p$).

Se observă că frecvența limită $f_0$ este proporțională cu mobilitatea purtătorilor. Deoarece mobilitatea electronilor este de aproximativ de două ori mai mare ca mobilitatea golurilor, rezultă că în condiții identice de



geometrie și dotări cu impurități TEC-J cu canal $n$ va avea o frecvență de tăiere aproximativ dublă față de TEC-J cu canal $p$.

De asemenea, relația (2.77) indică și creșterea frecvenței limită odată cu micșorarea raportului dintre lărgimea și lungimea canalului.

Trebuie observat că valoarea $f_0$ dată de (2.77) corespunde părții intrinseci a tranzistorului. O estimare a ordinului de mărime, pentru valorile uzuale ale parametrilor de material, indică pentru $f_0$ valori de ordinul sute-mii de MHz. Experimental, astfel de valori nu se obțin, ceea ce arată că elementele extrinseci (capacități, rezistența de sursă) au un rol determinant în performanțele de frecvență ale TEC.

**Proprietăți generale de semnal mic ale TEC-J.** *a) Tranzistorul intrinsec.* Ideia esențială în analiza performanțelor generale de semnal mic ale TEC-J este de a considera regiunea canalului și a grilelor drept o linie de transmisie *RC* (fig. 2.23) cu constante distribuite [22]. Presupunînd valabilă aproximația graduală, capacitatea și conductanța unei secțiuni, de grosime $\Delta x$ ($\Delta x \to 0$) a canalului depind numai de tensiunea grilă-canal în punctul $x$ al canalului. Fiecare secțiune $\Delta x$ a canalului

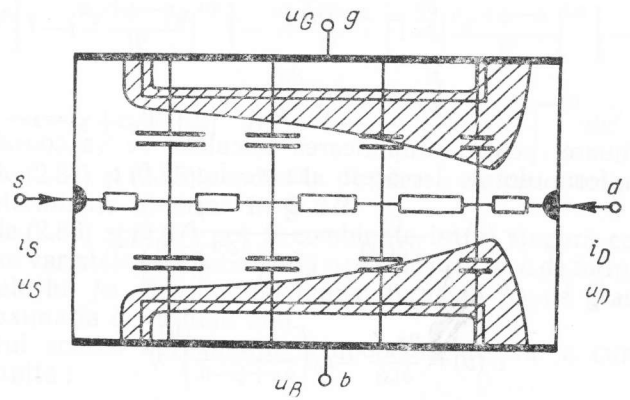



Fig. 2.23. Canalul considerat ca o linie de transmisie *RC* cu constante distribuite.

poate fi descrisă prin circuitul echivalent din fig. 2.24, *a*. Considerînd pentru simplitate cazul unui tranzistor simetric cu grilele legate împreună, schema echivalentă a unei secțiuni $\Delta x$ capătă forma dată în fig. 2.24, *b* [23].

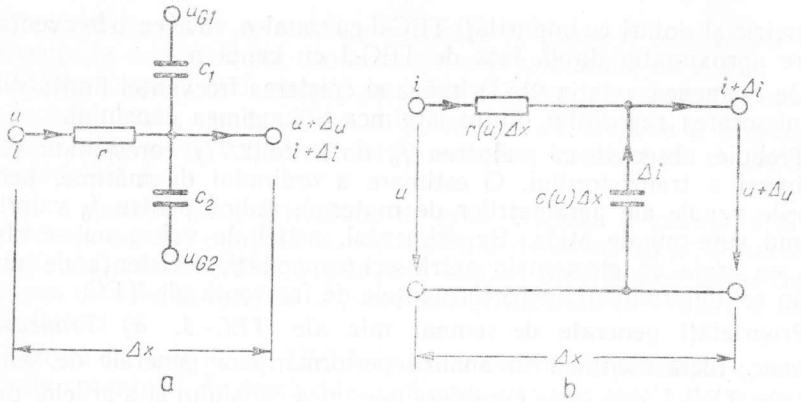



Fig. 2.24. Schema echivalentă pentru o porțiune de lungime $\Delta x$ a canalului :
*a* — comandă pe două grile ; *b* — comandă pe o singură grilă.

Ecuațiile care descriu relațiile între curenți și tensiuni pentru o secțiune $\Delta x$ sînt :

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -r\,(u)\,i \tag{2.78}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -c\,(u)\,\frac{\partial u}{\partial t}. \tag{2.79}$$

În continuare, pentru simplificarea calculelor se va considera cazul canalului uniform dotat. În acest caz (v. fig. 2.5) :

$$r\,(u) = \frac{\rho_c}{2Zc(x)} = \frac{r_0}{1-\left(\dfrac{u_G+\psi-u}{W}\right)^{1/2}} \tag{2.80}$$

$$c\,(u) = \frac{2\varepsilon_s Z}{b(x)} = c_0\left(\frac{\psi}{u_G+\psi-u}\right)^{1/2}, \tag{2.81}$$

unde

$$r_0 = \frac{\rho_c L}{2aZ} \quad \text{și} \quad c_0 = 2ZL\left(\frac{2\varepsilon_s q}{\psi}\,\frac{N_A N_D}{N_A+N_D}\right)^{1/2}$$

reprezintă rezistența canalului complet deschis și capacitatea totală grilă-canal fără tensiune aplicată.



Înlocuind (2.80) și (2.81) în (2.78) și (2.79) se obține după o integrare de la $x$ la $L$ :

$$\frac{u-u_D}{W} - \frac{2}{3}\left(\frac{u_G+\psi-u_D}{W}\right)^{3/2} + \frac{2}{3}\left(\frac{u_G+\psi-u}{W}\right)^{3/2} = -\frac{r_0}{W}\int_x^L i\,dx' \tag{2.82}$$

$$i_D+i = -2c_0 W\left(\frac{\psi}{W}\right)^{1/2}\frac{\partial}{\partial t}\left[\int_x^L\left(\frac{u_G+\psi-u}{W}\right)^{1/2}dx'\right] \tag{2.83}$$

unde $x'$ este o variabilă de integrare.

Presupunînd cazul semnalului mic, tensiunile și curenții din ecuațiile de mai înainte se vor înlocui prin

$$u \to U + u\,\underline{\varepsilon}^{j\omega t}$$

$$i \to I + i\,\underline{\varepsilon}^{j\omega t}$$

unde mărimile notate cu litere mari reprezintă componenta de c.c., iar mărimile notate cu litere mici componenta de c.a. Evident $u \ll U$, $i \ll I$. După înlocuire se obține :

$$\frac{U-U_D}{W} - \frac{2}{3}\left(\frac{U_G+\psi-U_D}{W}\right)^{3/2} + \frac{2}{3}\left(\frac{U_G+\psi-U}{W}\right)^{3/2} = \frac{r_0}{W}\int_x^L I\,dx' \tag{2.84}$$

$$I_D + I = 0 \tag{2.85}$$

$$\frac{u_g+\psi-u_d}{W}\left[1-\left(\frac{u_g+\psi-u_d}{W}\right)^{1/2}\right] - \frac{u_g+\psi-u}{W}\left[1-\left(\frac{u_g+\psi-u}{W}\right)^{1/2}\right] = \frac{r_0}{W}\int_x^L i\,dx' \tag{2.86}$$

$$-i = i_d + c_0 W\left(\frac{\psi}{W}\right)^{1/2} j\omega\int_x^L \frac{u_g+\psi-u}{W}\left(\frac{u_g+\psi-u}{W}\right)^{-1/2}dx' \tag{2.87}$$

Ecuațiile (2.84) și (2.85) conduc la obținerea expresiei caracteristicilor statice, determinate anterior în § 2.2.

Ecuațiile (2.86) și (2.87) pot fi combinate într-o singură ecuație integrală, în care variabila este $u$. Se caută o soluție pentru $u$ de forma unei serii de puteri ale lui $j\omega$. Considerînd numai termenii $j\omega$ de gradul unu se obține aproximația de ordinul unu.

În cadrul acestei aproximații componenta de c.a. a curentului de drenă $i_d$ rezultă :

$$i_d = \frac{1}{r_0}\left\{(u_g+\psi-u_d)\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_D}{W}\right)^{1/2}\right]\frac{1+j\dfrac{\omega}{\omega_1}}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}} - \right.$$

$$\left. -(u_g+\psi-u_s)\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_S}{W}\right)^{1/2}\right]\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}}\right\} \tag{2.88}$$

Dacă după înlocuirea relațiilor (2.80) și (2.81) în (2.78) și (2.79) se integrează de la 0 la $x$, se obține expresia componentei alternative a curentului de sursă, în aproximația de ordinul unu :

$$i_s=\frac{1}{r_0}\left\{(u_g+\psi-u_s)\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_S}{W}\right)^{1/2}\right]\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_2}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}-\right.$$

$$\left.-(u_g+\psi-u_d)\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_D}{W}\right)^{1/2}\right]\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}\right\} \qquad (2.89)$$

În (2.88) și (2.89) $\omega_0$, $\omega_1$, $\omega_2$ sînt pulsații caracteristice date, care depind de tensiunile de c.c. de sursă, drenă și grilă. Expresiile care dau aceste dependențe sînt complicate [22, 23, 25], expresii mai simple obținîndu-se pentru regiunea de saturație. În cazul în care tensiunea de grilă este nulă, pentru funcționarea în regiunea de saturație $\omega_0$, $\omega_1$, $\omega_2$ au următoarele valori :

$$\frac{1}{\omega_0}=\frac{27}{35}r_0c_0\left(\frac{\psi}{W}\right)^{1/2} \qquad (2.90)$$

$$\frac{1}{\omega_1}=\frac{1}{\omega_2}=3r_0c_0\left(\frac{\psi}{W}\right)^{1/2} \qquad (2.91)$$

În fig. 2.25 s-a reprezentat pentru regiunea de saturație dependența pulsațiilor $\omega_0$, $\omega_1$, $\omega_2$ normate la valorile date de (2.90) și (2.91) în funcție de valorile normate ale tensiunii de grilă sursă [23].

Ecuațiile (2.88) și (2.89) permit deducerea imediată a parametrilor $y$. Observînd că $i_g+i_d+i_s=0$, pentru cazul în care drept electrod de referință se alege sursa (conexiunea cu sursa comună, $SC$), se obține :

$$y_{11}=\frac{\partial i_g}{\partial u_g}=g_s\frac{j\frac{\omega}{\omega_2}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}+g_d\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}, \qquad (2.92)$$

$$y_{12}=\frac{\partial i_g}{\partial u_d}=-g_d\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}, \qquad (2.93)$$



$$y_{21}=\frac{\partial i_d}{\partial u_g}=g_s\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}-g_d\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}, \qquad (2.94)$$

$$y_{22}=\frac{\partial i_d}{\partial u_d}=g_d\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \qquad (2.95)$$

unde s-a notat

$$g_s=g_0\left[1-\left(\frac{U_G+\psi}{W}\right)^{1/2}\right]$$

$$g_d=g_0\left[1-\left(\frac{U_G+\psi-U_D}{W}\right)^{1/2}\right] \qquad (2.96)$$

iar $g_0=\frac{1}{r_0}$.

Expresiile pentru admitanțe conduc la schema echivalentă indicată în fig. 2.26. Elementele acestei scheme echivalente sînt date de relațiile

$$\left.\begin{aligned}&\frac{1}{\omega_0}=r_{gsi}C_{gsi}=r_{gdi}C_{gdi}=\frac{L_i}{r_{dsi}}\\&r_{gsi}=\frac{\omega_2}{\omega_0}\frac{1}{g_s}\\&r_{gdi}=\frac{\omega_1}{\omega_0}\frac{1}{g_d}\\&r_{dsi}=\frac{1}{g_d}\\&g_m=(g_s-g_d)\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}\end{aligned}\right\} \qquad (2.97)$$

în care indicele $i$ semnifică elementele intrinseci.

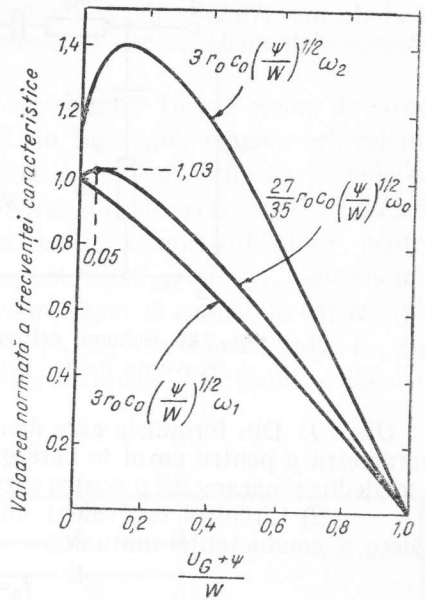



Fig. 2.25. Dependența valorilor normate ale frecvențelor caracteristice în funcție de $\frac{(U_G+\psi)}{W}$.

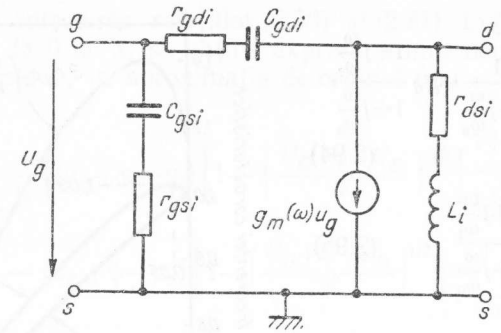



Fig. 2.26. Schema echivalentă de semnal mic și frecvențe înalte, pentru TEC-J intrinsec.

*Obs.*: *1)* Din formulele care dau $i_d$ și $i_s$ (2.88), (2.89) se pot deduce și parametrii $y$ pentru cazul în care grila este electrodul comun, la fel cum s-au dedus și parametrii $y$ pentru cazul în care sursa este electrodul comun.

2) Circuitul echivalent din fig. 2.26 indică o frecvență de tăiere a conductanței mutuale

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}.$$

La saturație pentru $U_G=0$, deoarece

$$r_0 C_0 \left(\frac{\psi}{W}\right)^{1/2} = \frac{\varepsilon_s}{\sigma}\left(\frac{L}{a}\right)^2$$

și ținînd seama de (2.90) se obține

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{35}{27}\frac{\sigma}{\varepsilon_s}\left(\frac{a}{L}\right)^2. \qquad (2.98)$$

Comparînd valoarea frecvenței $f_0$ dată de această relație cu cea obișnuită prin metoda aproximativă (v. rel. 2.77), se constată o apropiere bună a rezultatelor (un factor de corecție de aproximativ 2,5).

*3)* O analiză mult mai generală a performanțelor de semnal mic la frecvență înaltă se poate realiza considerînd cazul comenzii pe două grile și o dependență neexplicită a rezistenței $r$ ($u$, $u_{G_1}$, $u_{G_2}$), și a capacității $c_1$ ($u$, $u_{G_1}$), $c_2$ ($u$, $u_{G_2}$) [23] (pentru notații v. fig. 2.24, *a*). În acest caz, numărul de frecvențe caracteristice crește, iar relațiile de calcul chiar pentru cazuri simple (dotare uniformă a canalului) devin foarte greoaie.



În [25] analiza este extinsă prin considerarea termenilor în $(j\omega)^2$, $(j\omega)^3$ în soluționarea ecuației ce rezultă din (2.86) și (2.87), obținîndu-se o descriere mai bine verificată experimental pentru elementele schemei echivalente în regiunea de saturație.

*b) Elementele extrinseci în schema echivalentă.* Ținînd seama de structura reală a unui TEC-J, ilustrată în fig. 2.27, schema echivalentă corespunzătoare tranzistorului intrinsec suferă o serie de completări (fig. 2.28). Se identifică rezistențele de sursă și de drenă $r_s$ și $r_d$ (v. și § 2.2.4) a căror valoare se poate reduce prin realizarea unei difuzii $n^+$ pentru zona contactului de drenă și sursă, capacitățile $C_{gde}$ și $C_{gse}$ determinate de joncțiunile *pn* ce se formează la fiecare capăt al canalului, capacitățile interelectrozi $C_1$, $C_2$, $C_3$ și inductanțele picioarelor tranzistorului $L_s$, $L_g$, $L_d$. Mai apar rezistențele $r_{gse}$, $r_{gde}$ corespunzătoare joncțiunii grilă-sursă și grilă-drenă polarizate invers.

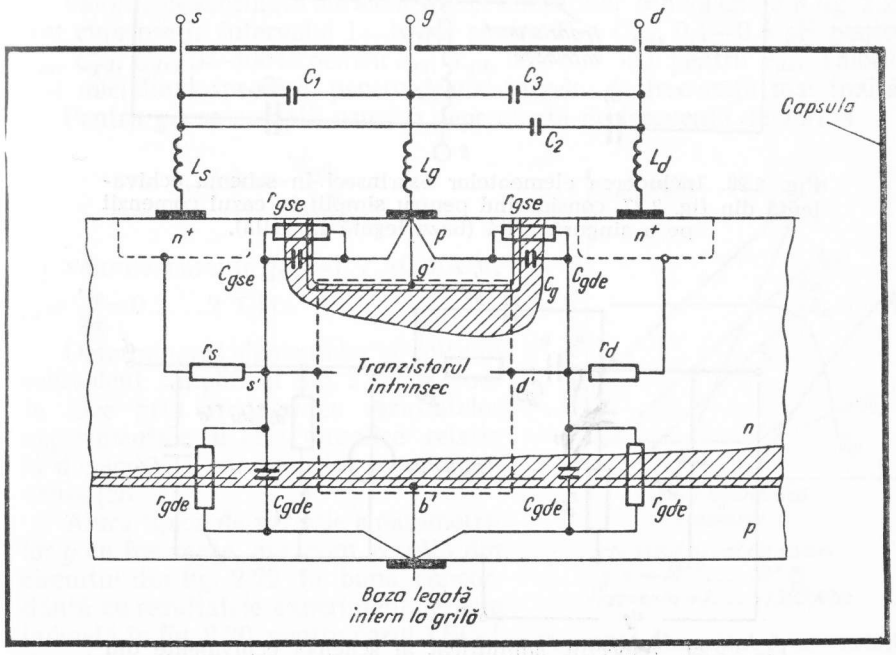



Fig. 2.27. Reprezentarea schematică a originii elementelor extrinseci.

Modelul dat în fig. 2.28 este utilizabil pînă la frecvențe de ordinul 1 GHz. Pentru frecvențe mai mici (pînă la 200—300 MHz), inductanțele picioarelor tranzistorului se pot neglija, iar circuitul echivalent din fig. 2.28 poate fi redus la cel indicat în fig. 2.29 prin :

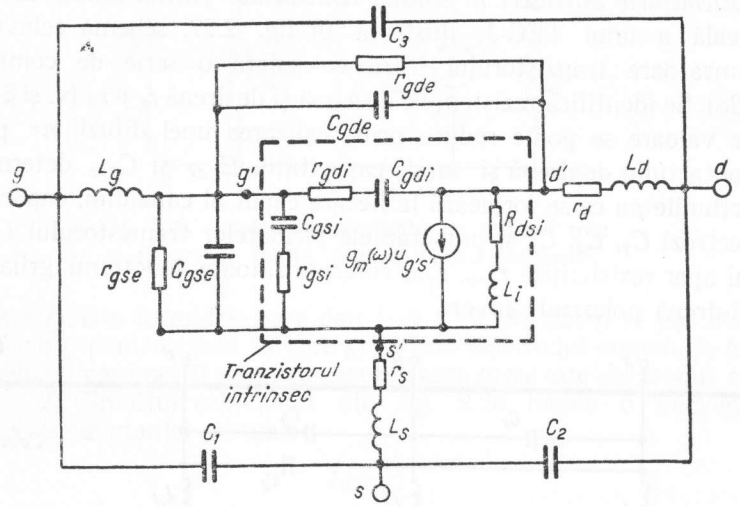



Fig. 2.28. Includerea elementelor extrinseci în schema echivalentă din fig. 2.27, considerînd pentru simplitate cazul comenzii pe o singură grilă (baza legată la grilă).

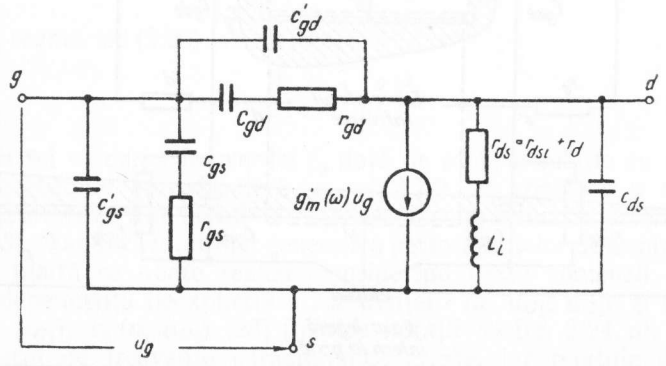



Fig. 2.29. Aspectul simplificat al schemei echivalente din fig. 2.28.



— neglijarea rezistențelor $r_{gse}$, $r_{gde}$, care au valori foarte mari (corespund unor joncțiuni polarizate invers) ;

— introducerea rezistențelor $r_s$ și $r_d$ în serie cu $r_{gsi}$ și $r_{gdi}$, obținîndu-se

$$r_{gs}=r_{gsi}+r_s$$

$$r_{gd}=r_{gdi}+r_d$$

— împărțirea fiecăreia din capacitățile $C_{gse}$ și $C_{de}$ în două părți : una care se adaugă la $C_{gsi}$ respectiv la $C_{gdi}$ obținîndu-se $C_{gs}$ și $C_{gd}$, și alta care se adaugă la capacitățile capsulei rezultînd $C'_{gs}$ și $C'_{gd}$ ;

— modificarea valorii conductanței mutuale, astfel ca să se țină seama de reacția prin rezistența sursei $r_s$. Se obține

$$g'_m=\frac{g_m}{1+g_m r_s}.$$

Uzual $L_i$, $C'_{gs}$ și $C'_{gd}$ sînt neglijabile.

Valorile des întîlnite ale elementelor circuitului echivalent din fig. 2.29 sînt cuprinse în intervalul 1—10 pF pentru $C_{gs}$, $C_{gd}$, 0,1—0,5 pF pentru $C'_{gs}$, $C'_{gd}$, $C_{ds}$, 5—100 Ω pentru $r_{gs}$, $r_{gd}$, 50—200 kΩ pentru $r_{ds}$, valorile mai mici fiind specifice pentru tranzistoarele de frecvență mai înaltă.

Pentru $g_m$ se acceptă uzual o dependență de frecvență de forma

$$g_m(\omega)=\frac{g_{m0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

cu valorile curente $g_{m0}=1\ldots10$ mA/V, $f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=0{,}2\ldots2$ GHz.

Determinarea elementelor circuitului echivalent simplificat (fig. 2.29) se poate face prin compararea rezultatelor experimentale cu cele teoretice relativ la dependența parametrilor $y$ cu frecvența [25, 27].

Alura tipică de variație a parametrilor $y$ cu frecvența, așa cum rezultă din circuitul din fig. 2.29 în bună concordanță cu rezultatele experimentale, este indicată în fig. 2.30, pentru cazul TEC-J de mică putere.

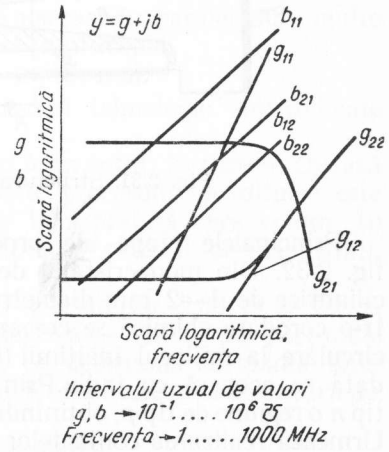



Fig. 2.30. Alura tipică de variație a parametrilor $y$.

## 2.4. ASPECTE TEHNOLOGICE ALE REALIZĂRII TEC-J

Producția de mare serie, pe scară industrială a TEC-J, a devenit posibilă doar în ultimii zece ani [27,28,29], ca urmare a perfecționării proceselor tehnologice de fabricație a joncțiunilor *pn*.

Dificultatea principală în fabricarea unui TEC-J este determinată de faptul că între două regiuni puternic dotate (grilele) trebuie realizată o regiune subțire, slab dotată, de tip opus (canalul).

În cele ce urmează se va prezenta schematic tehnologia de fabricație a TEC-J, analizîndu-se numai tipurile ce prezintă interes în momentul de față.

**Tecnetronul.** Tecnetronul a fost realizat în 1958, în Franța de către S. Tesnzer [27], utilizînd ca material semiconductor germaniul. Structura sa este indicată în fig. 2.31. Urmărind fig. 2.31, se constată particularitatea structurii tecnetronului — geometria cilindrică a regiunii canalului față de structura clasică — adoptată ca model în capitolul 2 (fig. 2.1).

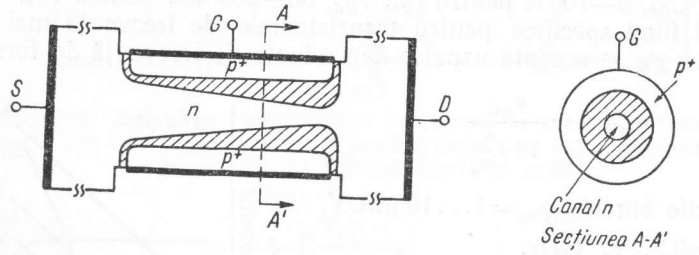



Fig. 2.31. Structura schematică a unui tecnetron.

Principalele etape ale procesului tehnologic sînt sistematizate în fig. 2.32. Din monocristalul de germaniu de tip *n* se decupează bucăți cilindrice de 1—2 mm diametru și 2—3 mm înălțime (fig. 2.32, *a*). Printr-o corodare chimică se creează o adîncitură pe tot perimetrul secțiunii circulare la mijlocul înălțimii (fig. 2.32, *b*). O parte din porțiunea corodată se acoperă cu indiu.Prin aliere indiul formează în germaniul de tip *n* o regiune de tip *p*, obținîndu-se astfel joncțiunea *pn* a grilei (fig. 2.32, *c*). Urmează realizarea contactelor ohmice pentru sursă și drenă (prin aliere cu Au-Sb sau Sn-Sb) și încapsularea (fig. 2.32, *d*).

Structura cilindrică prezintă două dezavantaje importante:



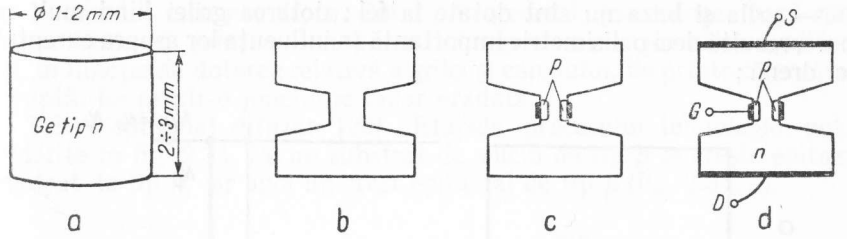



Fig. 2.32. Etapele procesului tehnologic de fabricație a tecnetronului (desenul nu este făcut la scară).

— transconductanța maximă realizabilă este de ordinul 0,2 $\frac{mA}{V}$ independentă de raza și lungimea canalului;

— puterea maximă disipată este relativ scăzută, deoarece canalul avînd forma unui filament, distribuția de putere în tranzistor este neconvenabilă.

Aceste două dezavantaje sînt însă compensate de faptul că structura cu geometrie cilindrică are performanțe bune la înaltă frecvență (frecvențe de lucru pînă la 500 MHz) și, în plus, prezintă o conductanță de drenă la saturație mult mai mică ca la celelalte geometrii.

**Gridistorul** [28]. Îmbunătățirea performanțelor de putere și creșterea valorii conductanței mutuale a tecnetronului se poate face prin realizarea unei structuri în care, prin construcție se plasează în paralel mai multe tranzistoare, obținîndu-se astfel un TEC-J multicanal.

Gridistorul este o astfel de structură multicanal.

**TEC-J dublu difuzat.** Secvențele procesului tehnologic sînt indicate în fig. 2.33 pentru TEC-J cu canal *p*.

Materialul inițial este siliciul de tip *n* uniform dotat, în care se creează prin difuzie un strat de tip *p*. Caracteristic procesului de difuzie este concentrația neuniformă de impurități de la suprafață spre volum. În fig. 2.33, *b* s-au ilustrat calitativ, structura și profilul de impurități, după această etapă.

Operația următoare este crearea măștii de oxid (fig. 2.33, *c*) de formă circulară, după care are loc difuzia selectivă — numai pe porțiunile neacoperite de oxid — a unei impurități ce determină formarea unui strat de tip *n* (fig. 2.33, *d*). Acest strat de tip *n* constituie grila structurii de TEC-J.

Urmează atașarea contactelor și încapsularea.

Analizînd profilul de impurități dat în fig. 2.33, *d* se observă următoarele particularități ale structurii dublu difuzate:

— grila și baza nu sînt dotate la fel ; dotarea grilei fiind mult mai mare, rezultă deci o disimetrie importantă în influența lor asupra curentului de drenă ;

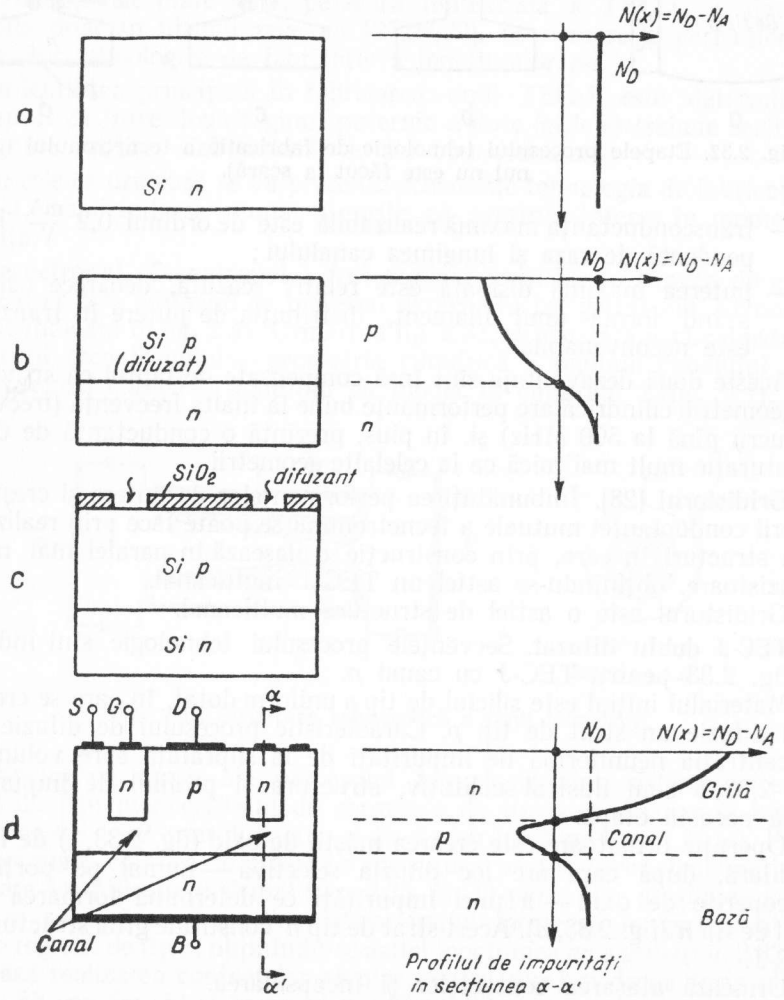



Fig. 2.33. Etapele procesului tehnologic de fabricație a TEC-J dublu difuzat (desenul nu este făcut la scară).



— canalul este neuniform dotat ; în general, joncțiunea bază-canal se aproximează printr-o joncțiune liniar gradată, iar joncțiunea grilă-canal, în funcție de dotarea relativă a grilei și canalului, fie printr-o joncțiune abruptă, fie printr-o joncțiune liniar gradată.

**TEC-J epitaxial difuzat** [29]. Etapele procesului tehnologic pot fi urmărite în fig. 2.34. Pe un substrat de siliciu de tip *p* se crește epitaxial un strat de tip *n*, iar apoi un strat epitaxial de tip *p* (fig. 2.34, *a*).

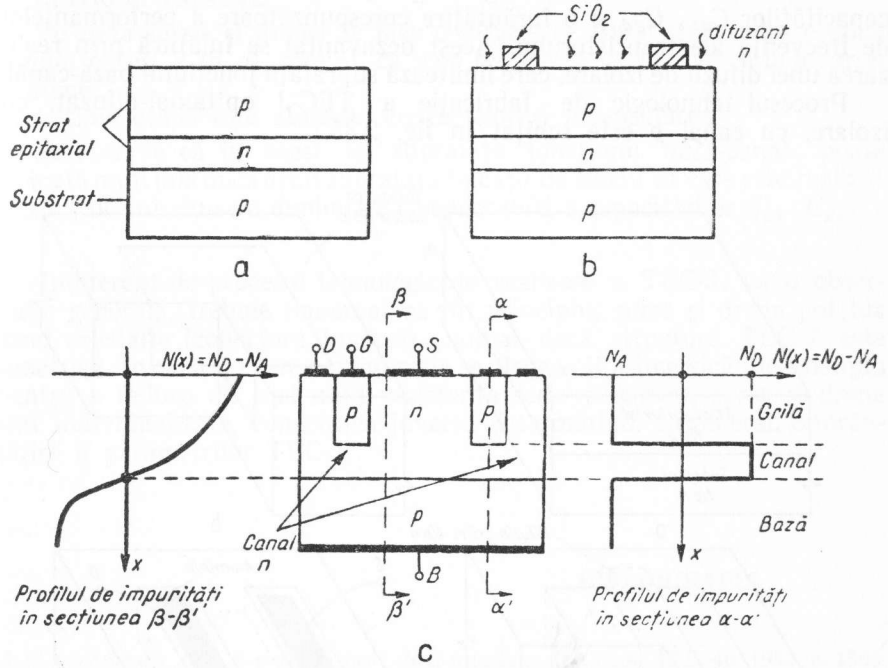



Fig. 2.34. Etapele procesului tehnologic de fabricație a TEC-J epitaxial-difuzat (desenul nu este făcut la scară).

Se creează apoi o mască de bioxid de siliciu (fig. 2.34, *b*). Urmează o difuzie cu impurități ce determină formarea unor zone de tip *n*.

Se atașază contactele — obținîndu-se structura din fig. 2.34, *c*. Relativ la profilul de impurități, se pot face următoarele observații :

— în general, grila și baza au dotări egale, uniforme, rezultînd proprietăți de simetrie a structurii față de acțiunea grilei și bazei ;

— joncțiunile grilă-canal și bază-canal pot fi bine aproximate ca joncțiuni abrupte.

**TEC-J epitaxial difuzat cu izolare.** Din descrierea structurilor de TEC-J dublu difuzat și TEC-J epitaxial difuzat se observă un dezavantaj comun: capacitatea bază-sursă și capacitatea bază-drenă au valori relativ ridicate din cauza suprafeței mari a joncțiunii bază-canal, practic egală cu suprafața bucății de siliciu în care s-a realizat TEC-J.

Cum, în general, baza se leagă la grilă, rezultă o mărire apreciabilă a capacităților $C_{gs}$, $C_{gd}$ și o înrăutățire corespunzătoare a performanțelor de frecvență ale tranzistorului. Acest dezavantaj se înlătură prin realizarea unei difuzii de izolare, care limitează suprafața joncțiunii bază-canal.

Procesul tehnologic de fabricație a TEC-J epitaxial-difuzat, cu izolare, cu canal $p$ este schițat în fig. 2.35.

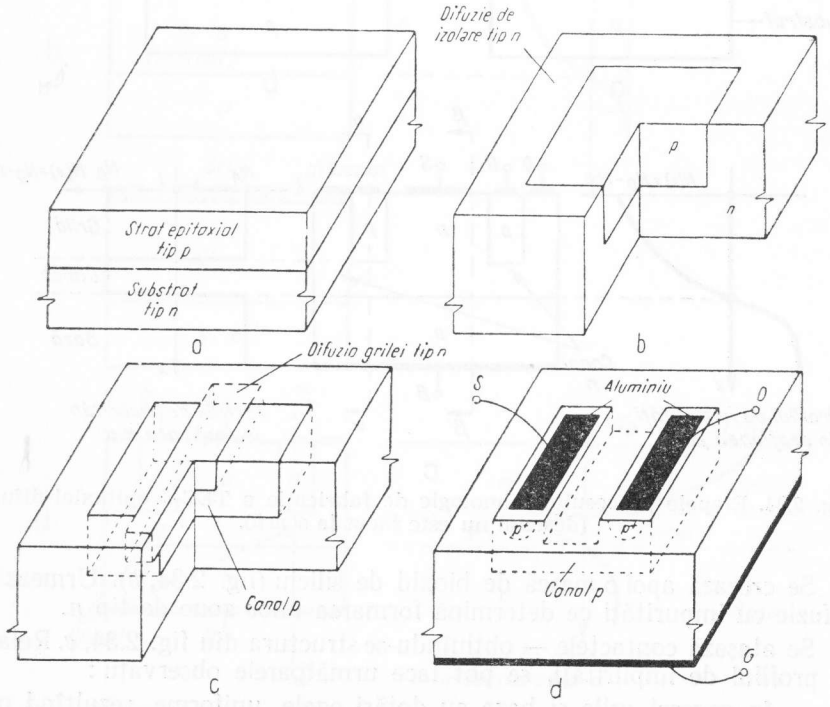



**Fig. 2.35.** Etapele procesului tehnologic de fabricație a TEC-J epitaxial-difuzat, cu izolare (desenul nu este făcut la scară).



Pe un substrat de tip $n$ se crește epitaxial un strat de tip $p$ (fig. 2.35, *a*). Prin difuzie selectivă — cu mască de oxid — se izolează o insulă de tip $p$ (fig. 2.35, *b*). Urmează un nou proces de difuzie selectivă — de asemenea prin utilizarea unei măști de oxid — prin care transversal pe insula de tip $p$ se realizează grila, și se conturează zona de sursă și drenă (fig. 2.35, *c*).

În acest stadiu structura de TEC-J este realizată, iar baza (substratul) și grila sînt direct legate, fără a mai fi nevoie de o legătură suplimentară în interiorul capsulei.

Pe zona sursei și drenei se face o difuzie de tip $p$ realizîndu-se două regiuni $p^+$(fig. 2.35, *d*), care au ca scop reducerea rezistenței serie a sursei și drenei.

Ultima etapă este atașarea contactelor și încapsularea.

Se observă că în acest fel suprafața joncțiunii bază-canal poate fi făcută mult mai mică decît suprafața bucății de siliciu în care este realizat TEC-J, obținîndu-se o diminuare considerabilă a capacităților $C_{gs}$, $C_{gd}$.

•

Indiferent de procesul tehnologic de realizare a TEC-J, ca o observație generală, trebuie remarcat că, în principiu, sursa și drena pot lua locul celeilalte (conectare inversă), numai dacă structura TEC-J este simetrică. În cazul în care configurația se alege voit asimetrică (de exemplu pentru a reduce cît mai mult rezistența serie a sursei), sursa și drena sînt individualizate, conectarea inversă determinînd, în general, o înrăutățire a parametrilor TEC-J.

## BIBLIOGRAFIE

1. Shockley, W. *A unipolar field effect transistor.* În: Proc. IRE, **40**, 1952, p. 1365.
2. Dacey, G. C., Ross, I. M. *The field effect transistor.* În: Bell. Syst. Tech. J., **34**, 1955, p. 1149.
3. Cobbold, R. S. C., Trofimenkoff, F. N. *Theory and application of the field effect transistor,* Part. I. În: Proc. IEE, **111**, 1964. p, 198.
4. Jund, C., Grosvalet, J. *Two-dimensional distribution of carriers in a semiconductor space charge region with current flow.* În: Solid State Electronics, **9**, 1966, p. 13.
5. Trofimenkoff, F. N., Nordquist, A. *FET operation in pinch-off mode.* În: Proc. IEE, **115**, 1968, p. 496.
6. Bockemuehl, R. R. *Analysis of field effect transistors with arbitrary charge distribution.* În: IEEE Trans. on Electron Devices **ED-10**, 1963, p. 31.

7. Richer, I., Middlebrock, R. D. *Limits on the power-law exponent for field effect transistors characteristics.* În: Solid State Electronics, **6**, 1963, p. 542.
8. Richer, I. *Basic limits on the properties of field effect transistors.* În: Solid State Electronics, **6**, 1963, p. 539.
9. Richer, I., Middlebrook, R. D. *Power-law nature of field effect transistor experimental characteristics.* În: Proc. IEEE, **51** 1963, p. 1145.
10. Wedlock, B. D. *On the field effect transistor characteristics.* În: IEEE Trans. on Electron-Devices, **ED-15**, 1968, p. 181.
11. Latham, D. C., Lindholm, F. A., Hamilton, D. J. *Low-frequency operation of four-terminal field effect transistors.* În: IEEE Trans. on Electron Devices, **ED-11**, 1964, p. 300.
12. Cobbold, R. S. C., Trofimenkoff, F. N. *Four-terminal field-effect transistors.* În: IEEE Trans. on Electron Devices, **ED-12**, 1965, p. 246.
13. Wu, S. Y., Sah, C. T. *Current saturation and drain conductance of junction gate field effect transistors.* În: Solid State Electronics, **10**, 1967, p. 593.
14. David, P., Pautrat, J. L. *Effect de dependance mobilité-champ électrique sur les caractéristiques du transistor à effet de champ a jonctions.* În: Solid State Electronics, **11**, 1968, p. 893.
15. Trofimenkoff, F. N. *Field-dependent mobility analysis of the field effect transistor.* În: Proc. IEEE, **53**, 1965, p. 1765.
16. Prior, A. C. *The field dependance of carrier mobility in silicon and germanium.* În: J. Phys. Chem. Solids, **12**, 1960, p. 175.
17. Hoerni, J. A., Weir, B. *Conditions for a temperature compensated silicon field effect transistors.* În: Proc. IEEE, **51**, 1963, p. 1058.
18. Borel, J. *Etude du schema équivalent et du bruit du transistor à effet de champ.* În: L'onde Electrique, **46**, 1966, 1190.
19. Lindholm. F. A., Gray, P. R. *Large-signal and small-signal models for arbitrarily doped four-terminal field-effect transistor.* În: IEEE Trans. on Electron Devices. **ED-13**, 1966, p. 819.
20. Cobbold, R. S. C. *High-frequency properties of four-terminal field-effect transistor.* În: Proc. IEEE, **113**, 1966, p. 113.
21. Cobbold, R. S. C. *Equivalent circuit and intergate capacitance of four-terminal field-effect transistors.* În: Electronics Letters, **1**, 1965, p. 30.
22. van der Ziel, A., Ero, J. W. *Small-signal, high frequency theory of field effect transistors.* În: IEEE Trans. on Electron Devices, ED-**11**, 1964, p. 128.
23. Hauser, J. R. *Small signal properties of field-effect devices.* În: IEEE Trans. on Electron. Devices, ED **12**, 1965, p. 605.
24. Borel, David, P. *Modèle du transistor à effet de champ en petits signaux, à la saturation.* În: L'Onde Électrique, **48**, 1968, p. 1015.
25. Reddy, B., Trofimenkoff, F. N. *F.E.T. high-frequency analysis.* În: Proc. IEE, 1966, p. 1755.
26. Trofimenkoff, F. N. Silverthorn, R. D., Cobbold, R. S. C. *Theory and aplication of field-effect transistor.* Part II. În Proc. IEEE, **112**, 1965, p. 681.
27. Tesnzer, S. *Sur les nouvelles structures du tecnetron.* În L'Onde Electrique, **41**, 1961, p. 307
28. Tesnzer, S., Gicquel, R. *Gridistor — a new field effect device.* În: Proc. IEEE, **52**, 1964, p. 1502.
29. Onodera, G. C., Corrigan, W. J., Werner, R. M. *Silicon field-effect transistor with internal epitaxial channel.* În: Proc. IRE, **50**, 1962, p. 1824.

CAPITOLUL 3

# TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP CU GRILĂ IZOLATĂ

Cu scopul de a simplifica tratarea, în tot acest capitol se utilizează pentru tranzistorul cu efect de cîmp cu grilă izolată TEC-MIS modelul prezentat în fig. 3.1. Se presupune, de asemenea că tranzistorul este cu canal de tip *n*, substratul în care este fabricat fiind siliciul de tip *p*, uniform dotat, iar izolantul este bioxidul de siliciu.

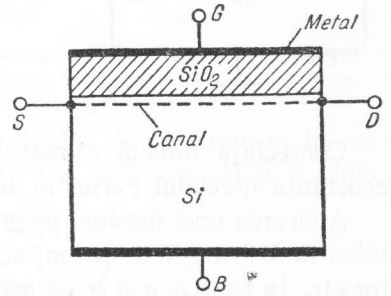



Fig. 3.1. Modelul utilizat pentru analiza TEC-MIS.

## 3.1. REGIUNEA DE SARCINĂ SPAȚIALĂ LA SUPRAFAȚA UNUI SEMICONDUCTOR, LA ECHILIBRU TERMIC

Ca o etapă intermediară în înțelegerea funcționării TEC-MIS, în cele ce urmează se descriu fenomenele ce au loc la suprafața unui semiconductor în prezența cîmpului electric.

Fie structura idealizată a unui TEC-MIS dată în fig. 3.1. Pentru a înțelege cum se formează canalul conductor la suprafață și care sînt factorii care influențează proprietățile TEC-MIS, se analizează pentru

început un caz mai simplu considerîndu-se structura din fig. 3.2. Numele sub care se întîlneşte mai des această structură este cel de *„capacitate MIS"*. Justificarea acestei denumiri rezultă direct din analiza fig. 3.2.

Comparînd fig. 3.2 cu fig. 3.1 rezultă că o capacitate MIS se poate obţine dintr-o structură de TEC-MIS, legînd sursa, drena şi baza împreună.

Din fig. 3.2 se observă că grila metalică este separată de semiconductor printr-un izolant (de ex: bioxidul de siliciu). Rezultă că prin semiconductor nu trece curent. Presupunînd, în plus — aşa cum se întîmplă în majoritatea cazurilor — că nu există un gradient de temperatură, înseamnă că *se îndeplinesc condiţiile de echilibru termic.*

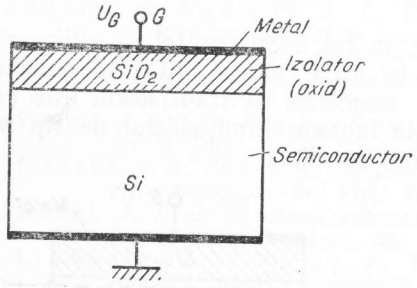



Fig. 3.2. Structura MIS obţinută prin legarea la un loc a drenei, sursei şi bazei.

Consecinţa directă a realizării condiţiilor de echilibru termic este constanţa nivelului Fermi în toată structura.

Aplicarea unei tensiuni pe grila structurii din fig. 3.2 determină modificări în distribuţia de potenţial, în distribuţia de sarcini din semiconductor etc. În fig. 3.3, *a, b* se dă aspectul benzilor energetice pentru un semiconductor de tip *p* pentru un cîmp electric la suprafaţă nul, respectiv nenul, considerîndu-se un model unidimensional, model ce va fi utilizat şi în tot restul tratării. În reprezentarea din fig. 3.3, *b* s-a plecat de la faptul cunoscut că variaţia potenţialului $\Phi$ este inversă variaţiei marginii benzilor energetice. Potenţialul $\Phi$ este definit luînd ca origine mijlocul $W_i$ al benzii interzise. În absenţa cîmpului electric $\Phi = 0$ (fig. 3.3, *a*).

Se observă că nivelul Fermi, măsurat faţă de $W_i$, se notează $\Phi_B$ şi că este pozitiv pentru substratul de tip *p* şi negativ pentru substratul de tip *n*. Valoarea potenţialului la suprafaţă se notează cu $\Phi_s$.



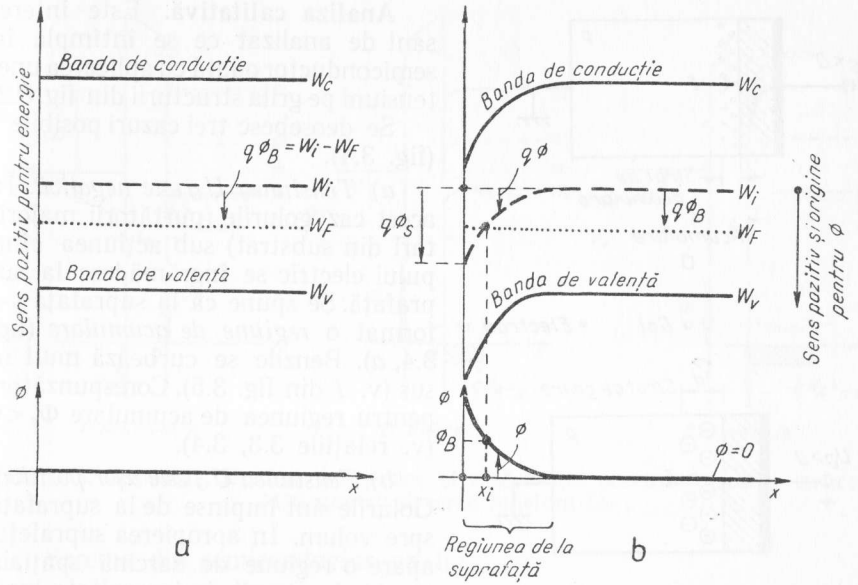



Fig. 3.3. Aspectul benzilor energetice pentru un semiconductor de tip *p*: *a* — fără cîmp electric la suprafaţă; *b* — cu cîmp electric la suprafaţă — sensul şi intensitatea cîmpului s-au presupus astfel ca la suprafaţă să se obţină un strat de inversie.

În cazul cîmpului electric nul concentraţiile *n*, de electroni în banda de conducţie şi *p*, de goluri în banda de valenţă sînt date [1] de relaţiile

$$n = n_i e^{\frac{W_F - W_i}{kT}} = n_i e^{-\frac{q\Phi_B}{kT}} \tag{3.1}$$

$$p = n_i e^{\frac{W_i - W_F}{kT}} = n_i e^{\frac{q\Phi_B}{kT}}, \tag{3.2}$$

unde *k* este constanta lui Boltzmann, *T* — temperatura absolută, iar $n_i$ concentraţia intrinsecă a purtătorilor.

În cazul în care cîmpul electric nu este nul, în semiconductor potenţialul $\Phi$ este diferit de zero şi relaţiile (3.1) şi (3.2) devin

$$n = n_i e^{\frac{q}{kT}(\Phi - \Phi_B)} \tag{3.3}$$

$$p = n_i e^{\frac{q}{kT}(\Phi_B - \Phi)}. \tag{3.4}$$

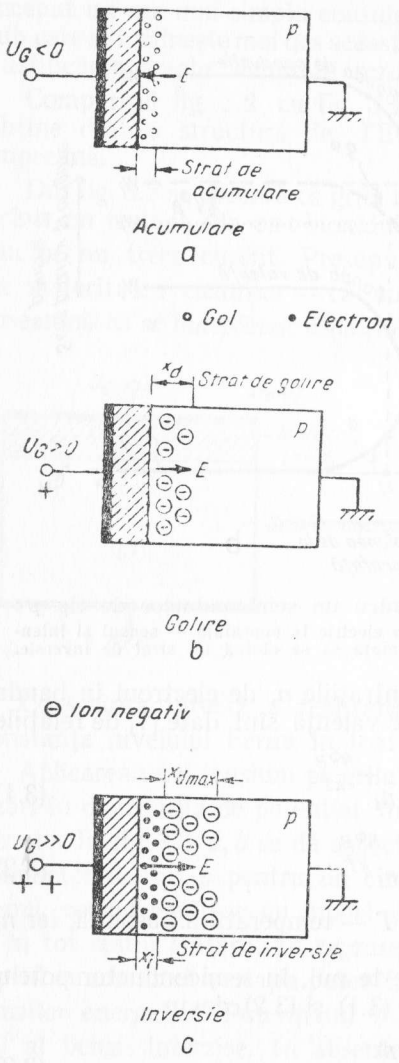



Fig. 3.4. Distribuția calitativă a sarcinii electrice într-o structură MIS în funcție de tensiunea aplicată.

**Analiza calitativă.** Este interesant de analizat ce se întîmplă în semiconductor odată cu aplicarea unei tensiuni pe grila structurii din fig. 3.2.

Se deosebesc trei cazuri posibile * (fig. 3.4).

*a) Tensiunea $U_G$ este negativă.* În acest caz golurile (purtătorii majoritari din substrat) sub acțiunea cîmpului electric se îngrămădesc la suprafață. Se spune că la suprafață s-a format o *regiune de acumulare* (fig. 3.4, *a*). Benzile se curbează mult în sus (v. *1* din fig. 3.5). Corespunzător, pentru regiunea de acumulare $\Phi_s<0$ (v. relațiile 3.3, 3.4).

*b) Tensiunea $U_G$ este ușor pozitivă.* Golurile sînt împinse de la suprafață spre volum. În apropierea suprafeței apare o regiune de sarcină spațială creată de atomii de impuritate ionizați, a căror sarcină negativă pentru semiconductorul de tip *p* considerat nu mai este neutralizată de goluri (fig.3.4, *b*).

Deci la suprafață apare o *regiune golită* de purtători (alte denumiri: regiune de sărăcie, regiune de epuizare) de grosime $x_d$. Benzile se curbează ușor în jos (v. *2* din fig. 3.5).

Odată cu creșterea tensiunii $U_G$ se produce și o creștere a grosimii regiunii golite, pentru a echilibra prin creșterea sarcinii din semiconductor creșterea cîmpului electric la suprafață.

* Se presupune un substrat de tip *p*.



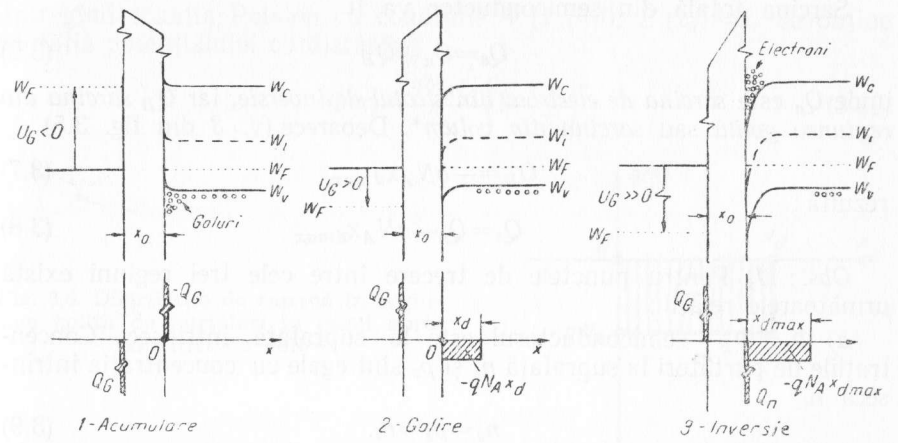



Fig. 3.5. Aspectul benzilor energetice și distribuția sarcinilor într-o structură MIS pentru diverse tensiuni $U_G$ .

Sarcina din semiconductor va fi:

$$Q_s=-qN_Ax_d \tag{3.5}$$

unde $N_A$ este concentrația de atomi acceptori din substrat (așa cum s-a menționat, se presupune substratul uniform dotat), iar $x_d$ lățimea stratului golit.

Potențialul la suprafață este cuprins în intervalul 0, $\Phi_B$ ($0<\Phi_s<\Phi_B$).

*c) Tensiunea $U_G$ este pozitivă, mult mai mare ca în cazul b).* Cîmpul electric este suficient de intens, astfel încît pe lîngă alungarea golurilor de la suprafață determină și colectarea la suprafață a electronilor minoritari din substrat. Ca urmare, suprafața își inversează tipul de conductivitate, devenind de tip *n*. Se spune că la suprafață s-a format o *regiune de inversie*, de grosime $x_i$, în care s-a acumulat sarcina $Q_n$.

Benzile se curbează în jos (v. *3* din fig. 3.5), iar potențialul la suprafață ia valori $\Phi_s>\Phi_B$ (v. relațiile 3.3, 3.4).

Odată cu creșterea tensiunii $U_G$, se observă că lățimea regiunii golite de purtători atinge o valoare limită $x_{dmax}$, corespunzătoare apariției inversiei la suprafață, deoarece în continuare creșterea cîmpului electric la suprafață este practic echilibrată de creșterea sarcinii $Q_n$ în stratul de inversie și nu de creșterea sarcinii din stratul golit.

Sarcina totală din semiconductor va fi

$$Q_s = Q_n + Q_B \tag{3.6}$$

unde $Q_n$ este *sarcina de electroni din stratul de inversie*, iar $Q_B$ *sarcina din regiunea golită* sau *sarcina din volum**. Deoarece (v. *3* din fig. 3.5)

$$Q_B = -qN_A x_{dmax} \tag{3.7}$$

rezultă :

$$Q_s = Q_n - qN_A x_{dmax} \tag{3.8}$$

*Obs.* : *1)* Pentru punctele de trecere între cele trei regiuni există următoarele relații :

*a)* $\Phi_s = \Phi_B$ ; semiconductorul este la suprafață intrinsec. Concentrațiile de purtători la suprafață $n_s$ și $p_s$ sînt egale cu concentrația intrinsecă $n_i$

$$n_s = p_s = n_i. \tag{3.9}$$

*b)* $\Phi_s = 0$, concentrația purtătorilor este uniformă în tot semiconductorul. Notînd concentrațiile în volum $n_B$, $p_B$ se poate scrie

$$n_s = n_B,\ p_s = p_B \tag{3.10}$$

Relația $\Phi_s = 0$ este numită și *condiția de benzi netede*, deoarece dacă $\Phi_s = 0$, benzile nu mai prezintă nici o curbură.

*2)* Uzual, prin convenție, instalarea inversiei se socotește din momentul în care concentrația de electroni la suprafață egalează, sau depășește concentrația golurilor din volum. Ținînd seama de relațiile (3.3) și (3.4) rezultă condiția de inversie

$$\Phi_s = 2\Phi_B \tag{3.11}$$

*3)* În cazul unui semiconductor de tip *n* se obține *acumulare* pentru valori $\Phi_s > 0$, *golite* pentru $\Phi_B < \Phi_s < 0$ și *inversie* pentru valori $\Phi_s < \Phi_B$.

**Analiza cantitativă.** Aproximația de golire. În tratarea dispozitivelor de tip MIS interesează în general numai cazurile în care la suprafață există o regiune de golire sau inversie. În aceste cazuri o aproximare foarte bună o constituie *„aproximația de golire"* [1,5].

Cînd regiunea de la suprafață este golită de purtători distribuția de sarcină se aproximează în cadrul „aproximației de golire", ca în fig. 3.6.

* În text, în continuare, se preferă utilizarea denumirii de „sarcină din regiunea golită".



Intregînd ecuația Poisson cu condițiile $\Phi(x_d) = 0$, $E(x_d) = 0$, se obține variația potențialului cu distanța :

$$\Phi(x) = \frac{qN_A x_d^2}{2\varepsilon_s}\left(1 - \frac{x}{x_d}\right)^2. \tag{3.12}$$

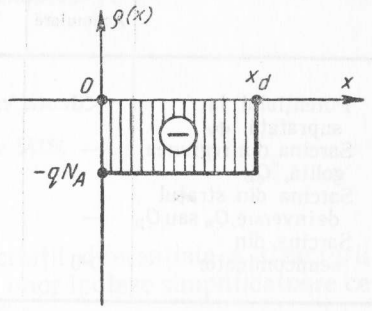



Fig. 3.6. Distribuția de sarcină în regiunea golită de purtători în cazul aproximației de golire.

Potențialul la suprafață necesar pentru formarea unei regiuni de golire de lățime $x_d$ rezultă din (3.12) punînd $x = 0$ :

$$\Phi_s = \frac{qN_A x_d^2}{2\varepsilon_s}. \tag{3.13}$$

Lățimea limită $x_{dmax}$ a regiunii de golire se obține la instalarea inversiei, cînd $\Phi_s = 2\Phi_B$ (v. relația 3.11). Din (3.13), înlocuind pentru $\Phi_s$ valoarea $2\Phi_B$, se deduce $x_{dmax}$

$$x_{dmax} = \sqrt{\frac{4\varepsilon_s \Phi_B}{qN_A}}, \tag{3.14}$$

Sarcina din semiconductor este dată de relațiile (3.5) sau (3.8). De interes deosebit este sarcina din regiunea golită, după ce s-a realizat inversia. Se obține și în acest caz o valoare limită :

$$Q_{B0} = -qN_A x_{dmax} = -\sqrt{4q\varepsilon_s \Phi_B N_A}. \tag{3.15}$$

În tabelul 3.1 sînt indicate semnele pe care le iau unele din mărimile definite în acest paragraf, în funcție de tipul semiconductorului și de situația în care se poate afla regiunea de la suprafață.

*Tabelul 3.1*

| Mărimea | Tipul substratului | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $p$ ($\Phi_B>0$) | | | $n$ ($\Phi_B<0$) | | |
| | Situația la suprafață | | | | | |
| | Acumulare | Golire | Inversie | Acumulare | Golire | Inversie |
| Potențialul la suprafață, $\Phi_s$ | $<0$ | $>0$ | $>0$ | $>0$ | $<0$ | $<0$ |
| Sarcina din regiunea golită, $Q_B$ | — | $<0$ | $<0$ | — | $>0$ | $>0$ |
| Sarcina din stratul de inversie, $Q_n$ sau $Q_p$ | — | — | $<0$ | — | — | $>0$ |
| Sarcina din semiconductor | $>0$ | $<0$ | $<0$ | $<0$ | $>0$ | $>0$ |

## 3.2. CAPACITĂȚI MIS

O capacitate MIS tipică este prezentată în fig. 3.7. În cazul obișnuit semiconductorul este siliciul, oxidul este bioxidul de siliciu, iar metalul aluminiul sau aurul.

Dacă izolantul este bioxidul de siliciu se spune „*capacitate* MOS", iar dacă este nitrură de siliciu „*capacitate* MNS".

În cele ce urmează se va utiliza termenul de „***capacitate*** MOS", dată fiind răspîndirea deosebită a structurilor cu bioxid de siliciu ca izolant.

Capacitatea MOS are doi electrozi : unul conectat la metalul depus pe oxid — numit *grilă* — și altul realizat printr-un contact ohmic la semiconductor. În mod uzual semiconductorul este numit *substrat*.

În cazul capacității MOS prezintă interes capacitatea diferențială $C$ dintre cei doi electrozi și dependența ei de tensiunea continuă $U_G$ aplicată pe grilă și de frecvența semnalului de măsurare utilizat — caracteristica $C\,(U_G)$.



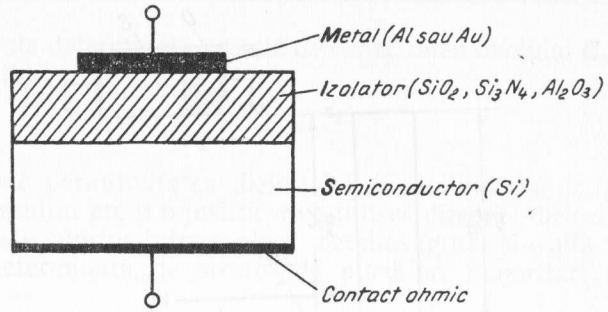



Fig. 3.7. Capacitate MIS.

### 3.2.1. CAPACITATEA MOS IDEALĂ

**Ipoteze simplificatoare.** Expresia capacității diferențiale a structurii MOS se va deduce pentru început în cadrul unor ipoteze simplificatoare ce definesc „*structura (capacitatea)* MOS *ideală*" :

*1)* Diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor $\Phi_{ms}$ este nulă. Corespunzător cu fig. 3.8, $\Phi_{ms}$, are expresia :

$$\Phi_{ms}=\Phi_m-\left(\chi+\frac{\Delta W}{2q}-|\Phi_B|\right) \quad \text{(substrat de tip } n\text{)} \tag{3.16}$$

$$\Phi_{ms}=\Phi_m-\left(\chi+\frac{\Delta W}{2q}+|\Phi_B|\right) \quad \text{(substrat de tip } p\text{)} \tag{3.17}$$

unde $\chi$ este afinitatea pentru electroni a semiconductorului $\Delta W$, $\Phi_m$ și $\Phi_B$ avînd semnificațiile cunoscute, ce rezultă de altfel și din fig. 3.8.

O observație importantă este aceea că relația (3.16) sau (3.17), în funcție de tipul substratului, poate fi interpretată și drept condiție de benzi netede pentru $U_G=0$.

*2)* Nu există nici un fel de sarcini mobile sau fixe în izolant.

*3)* Izolantul se presupune ideal.

**Expresia capacității diferențiale.** Să considerăm o capacitate MOS realizată pe siliciu de tip $p$*.

Măsurînd capacitatea diferențială a structurii în funcție de tensiunea aplicată pe grilă, rezultă variația indicată în fig. 3.9.

Se consideră pentru început o polarizare negativă mare a grilei (v. *1* din fig. 3.9 și fig. 3.5). Golurile se acumulează la suprafață. Capacitatea

---

* În continuare se discută numai structuri de tip MOS, de aceea toate numirile referitoare la oxid (izolant) se notează cu indicele „*o*", cu excepția constantei dielectrice care se notează $\varepsilon_i$, spre a evita confuzia cu $\varepsilon 0$.

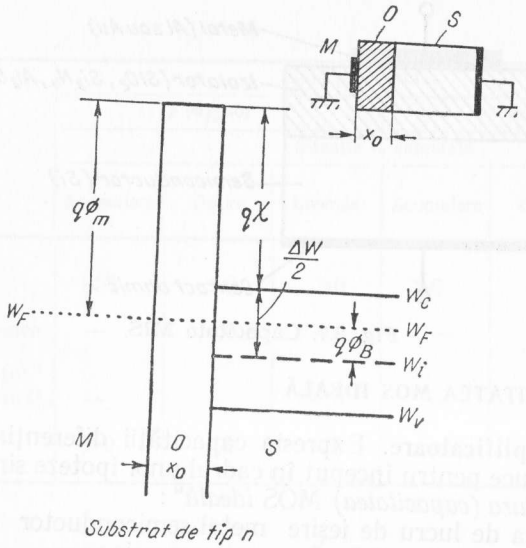



Fig. 3.8. Diagrama de benzi pentru o capacitate MIS ideală pe substrat de tip $n$ cu tensiune de grilă nulă ($U_G = 0$). O diagramă asemănătoare se obține și în cazul substratului de tip $p$.

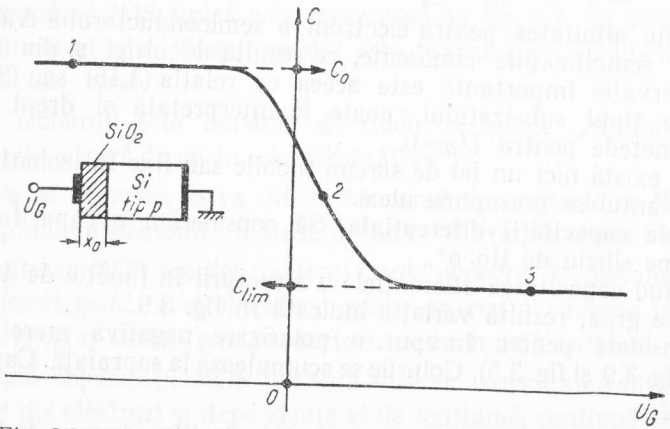



Fig. 3.9. Dependența capacității diferențiale a structurii MIS în funcție de tensiunea continuă aplicată.



structurii este determinată practic de capacitatea oxidului $C_o$ (pe unitatea de suprafață)

$$C_o = \frac{\varepsilon_i}{x_o} \tag{3.18}$$

unde $\varepsilon_i$ este permitivitatea dielectrică a oxidului, iar $x_o$ grosimea lui.

Acest rezultat are și o justificare intuitivă directă : dielectricul condensatorului este cuprins între o placă metalică (grila) și o altă „placă" echivalentă, determinată de stratul de purtători majoritari acumulați la suprafață.

Trecînd spre tensiuni pozitive — nu prea mari—se realizează o regiune golită de purtători, a cărei lățime $x_d$ crește odată cu tensiunea aplicată. Modelul intuitiv este de această dată cel a două capacități în serie : capacitatea oxidului și capacitatea echivalentă a stratului golit de lățime $x_d$ (v. *2* din fig. 3.9 și fig. 3.5). Capacitatea rezultantă este mai mică decît $C_0$ și scade odată cu tensiunea aplicată.

La tensiuni de grilă pozitive suficient de mari, la suprafață se formează un strat de inversie. Între stratul de inversie și volumul semiconductorului se interpune un strat golit de purtători a cărui grosime $x_{dmax}$ nu mai depinde, practic de tensiunea aplicată pe grilă (toate variațiile de sarcină de pe grilă sînt preluate de stratul de electroni de la suprafață, stratul de golire rămînînd neafectat).

La fel—intuitiv — se poate considera modelul a două capacități în serie (capacitatea oxidului și capacitatea echivalentă a stratului golit), ambele constante, independente de $U_G$. Capacitatea rezultantă atinge o valoare limită $C_{lim}$, independentă de tensiunea $U_G$ (v. *3* din fig. 3.9 și fig. 3.5).

În fig. 3.10 se indică aspectul dependenței $C(U_G)$ obținut experimental. Capacitatea $C$ a structurii MOS se măsoară cu ajutorul unei tensiuni alternative $u_g$, care realizează condiția de semnal mic, în funcție de o polarizare $U_G$.

Se observă existența a trei curbe, *I*, *II*, *III* (fig. 3.10) care corespund condițiilor experimentale sistematizate mai jos :

variația tensiunii de polarizare $U_G$ ↗ lentă → frecvența tensiunii $u_g$ de măsurare a capacității ↗ mică ... *I*
↘ mare ... *II*
↘ rapidă ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... ... *III*

Se constată o dependență de frecvența semnalului de măsurare și de viteza de variație a tensiunii de polarizare, care se manifestă numai în regiunea de inversie.

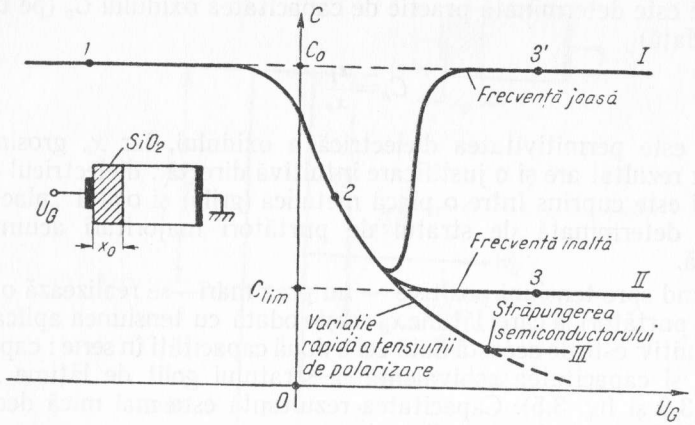



Fig. 3.10. Dependența $C(U_G)$ pentru o capacitate MIS în funcție de frecvența semnalului de măsurare și de viteza de variație a tensiunii de polarizare.

Pentru a explica [1,6] această dependență se consideră o creștere $\Delta U_G$ a tensiunii de grilă. Corespunzător, rezultă o creștere a sarcinii negative din semiconductor, prin mărirea lățimii regiunii de golire ($\Delta x$ din fig. 3.11, *a*) golurile fiind împinse spre volumul semiconductorului.

Dacă frecvența semnalului este suficient de joasă față de viteza de generare-recombinare a perechilor electron-gol în regiunea golită, golurile generate „completează" volumul de lățime $\Delta x$, regiunea golită revine la lățimea inițială. Electronii generați apar ca sarcină suplimentară în stratul de inversie (fig. 3.11, *b*).

Rezultă că, în acest caz, variațiile de sarcină se simt la mar ginile oxidului, capacitatea diferențială fiind $C_o$ (curba *I* fig. 3.10).

Dacă frecvența semnalului este suficient de mare față de viteza de generare a perechilor electron-gol, variația de sarcină în semiconductor se va simți la marginea regiunii golite (v. fig. 3.11, *a*) și, corespunzător, capacitatea diferențială va avea o valoare $C<C_o$ (Curba *II*, fig. 3.10).

Pentru variații rapide ale tensiunii de polarizare, de exemplu o treaptă de tensiune aplicată structurii MIS, nu mai există timpul necesar pentru formarea unui strat de inversie. Se formează un strat de golire care crește cu tensiunea aplicată, capacitatea structurii tinzînd spre zero. Procesul de scădere a capacității durează pînă în momentul în care în semiconductor se atinge valoarea critică corespunzătoare străpungerii. În acest moment



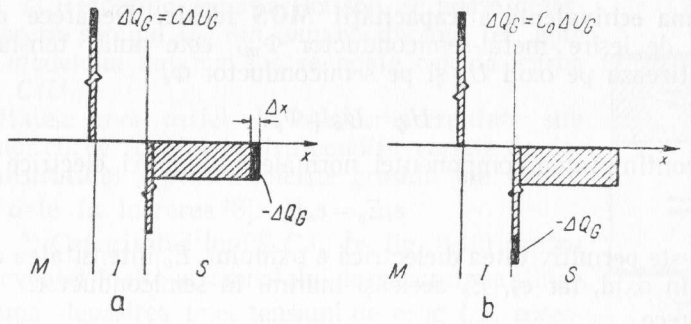



Fig. 3.11. Distribuția de sarcină pentru o mică variație a tensiunii de grilă $U_G$, la o capacitate MOS :
*a* — la frecvență înaltă ; *b* — la frecvență joasă.

are loc o multiplicare prin avalanșă a purtătorilor, apar electroni și goluri — se formează un strat de inversie cu electronii generați prin avalanșă și, în continuare, la fel ca în cazul corespunzător unei variații foarte lente a tensiunii $U_G$ și o frecvență înaltă a semnalului — capacitatea rămîne constantă (curba *III*, fig. 10)

Pentru capacitățile MOS realizate pe siliciu s-a găsit experimental că frecvențele joase din punctul de vedere al caracteristicii $C(U_G)$ sînt mai mici în general de 5—100 Hz, iar frecvențele înalte mai mari de 100—1 000 kHz.

În regiunea de acumulare nu se observă o dependență de frecvență a caracteristicii $C(U_G)$ fapt ce se explică prin timpul foarte mic de răspuns (de ordinul $10^{-11}...10^{-14}$ s.), al sarcinii de purtători majoritari din stratul de acumulare.

În cazul substratului de tip *n* caracteristica $C(U_G)$ din fig. 3.9 sau 3.10 se transformă în caracteristica simetrică față de axa $U_G=0$ (fig. 3.12.)

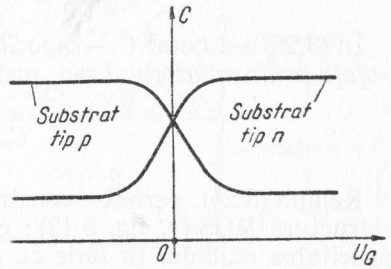



Fig. 3.12. Aspectul caracteristicii $C(U_G)$ pentru două capacități MOS la care diferă numai tipul substratului.

**Schema echivalentă a capacității MOS ideale.** Deoarece diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor $\Phi_{ms}$ este nulă, tensiunea $U_G$ se repartizează pe oxid $U_o$ și pe semiconductor $\Phi_s$

$$U_G = U_o + \Phi_s . \tag{3.19}$$

Din continuitatea componentei normale a inducției electrice rezultă:

$$\varepsilon_i E_o = \varepsilon_s E_s \tag{3.20}$$

unde $\varepsilon_i$ este permitivitatea dielectrică a oxidului, $E_o$ intensitatea cîmpului electric în oxid, iar $\varepsilon_s$, $E_s$ aceleași mărimi în semiconductor.

Deoarece

$$E_o = \frac{U_o}{x_o}; \quad E_s = -\frac{Q_s}{\varepsilon_s} \tag{3.21}$$

se obține

$$U_o = -\frac{Q_s}{C_o} . \tag{3.22}$$

Capacitatea pe unitatea de suprafață a structurii MOS este dată de:

$$C = \frac{dQ_G}{dU_G} . \tag{3.23}$$

Deoarece $Q_G + Q_s = 0$, ținînd seama de relațiile (3.19) și (3.22), expresia (3.23) se poate scrie:

$$C = \frac{dQ_s}{dU_G} = -\frac{dQ_s}{-\frac{dQ_s}{C_o} + d\Phi_s} , \tag{3.24}$$

sau

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_o} + \frac{1}{C_s}} . \tag{3.25}$$

În (3.25) s-a notat $C_s$ — *capacitatea regiunii de sarcină spațială de la suprafața semiconductorului* sau, mai pe scurt, *capacitatea semiconductorului*:

$$C_s = -\frac{dQ_s}{d\Phi_s} . \tag{3.26}$$

Relația (3.25) permite construirea unei scheme echivalente pentru o structură MOS (v. fig. 3.13): capacitatea structurii MOS este dată de capacitatea oxidului în serie cu capacitatea semiconductorului.



*Obs.*: *1)* Rezolvînd ecuația Poisson, se poate determina expresia sarcinii $Q_s$ din semiconductor, iar apoi pe baza modelului dat mai sus, se poate calcula curba teoretică $C(U_G)$.

Rezultatele unor astfel de calcule prezentate sub forma unor curbe $C(U_G)$ pentru condiții variate de dotare a substratului și pentru diferite grosimi ale oxidului sînt date în lucrarea [8].

*2)* Capacitatea limită $C_{ltm}$ (v. fig. 3.10) pentru cazul frecvenței înalte a semnalului de măsurare se atinge numai după depășirea unei tensiuni de prag $U_P$, corespunzătoare instalării inversiei la suprafață. Din (3.11), (3.19) și (3.22) ținînd seama că la inversia incipientă $Q_s \approx Q_B$, deoarece $Q_n$ este neglijabil, se obține:

$$U_P = -\frac{Q_B}{C_o} + 2\Phi_B \tag{3.27}$$

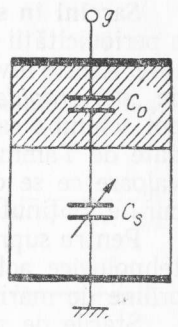



Fig. 3.13. Schema echivalentă a unei capacități MOS.

### 3.2.2. SISTEMUL SILICIU-BIOXID DE SILICIU

În continuare, dintre proprietățile acestui sistem, extrem de des întîlnit în fabricarea de TEC-MIS, se analizează numai sarcinile asociate lui (fig. 3.14), dată fiind importanța lor pentru funcționarea TEC-MIS. Alte sisteme izolant-semiconductor cu o răspîndire mai puțin largă în prezent se tratează în § 3.7.2.

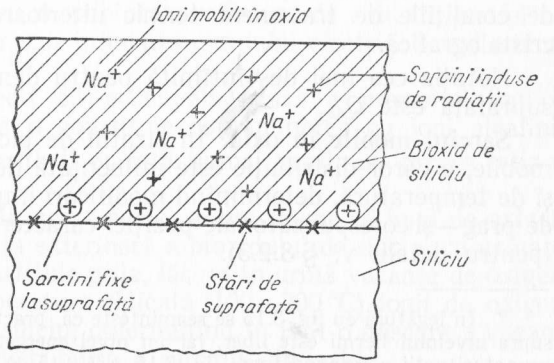



Fig. 3.14. Sarcinile asociate sistemului Si-$SiO_2$.

**Sarcini în stările de suprafață.** Ca urmare a întreruperii la suprafață a periodicității rețelei, în banda interzisă apar nivele energetice suplimentare. Aceste nivele sînt localizate la suprafață și sînt cunoscute sub numele de „*stări rapide de suprafață*" (sau pe scurt, *stări de suprafață*), deoarece pot schimba sarcini cu semiconductorul relativ rapid. Modelele teoretice date de Tamm și Shockley indică o densitate de ordinul $10^{15}$ stări/cm$^2$, valoare ce se confirmă ca ordin de mărime pentru suprafețe de siliciu curate, obținute prin clivare în vid.

Pentru suprafețele de siliciu oxidate termic corespunzătoare proceselor tehnologice actuale, densitatea stărilor de suprafață scade cu cîteva ordine de mărime, valoarea curentă fiind de ordinul $10^{10}$ stări/cm$^2$.

Stările de suprafață pot fixa la suprafață o sarcină a cărei mărime depinde de poziția relativă a nivelelor energetice și a nivelului Fermi. Această sarcină se numește „*sarcina din stările de suprafață*" și este localizată la interfața $SiO_2$-Si.

În fig. 3.15 se arată cum variază sarcina din stările de suprafață în funcție de potențialul de suprafață, considerîndu-se pentru simplitate, numai cazul unei stări de suprafață monoenergetice, situată în mijlocul benzii interzise *.

**Sarcini fixe la suprafață.** Sarcinile fixe de la suprafață se datorează excesului de ioni pozitivi de siliciu, exces ce se formează în timpul oxidării [10]. Principalele proprietăți [1] ale sarcinilor fixe sînt următoarele:

— sînt plasate în oxid, lîngă interfața $SiO_2$-Si pe o lărgime de ordinul 100—200 Å;

— sînt pozitive;

— valoarea sarcinilor fixe nu depinde de grosimea oxidului, de tipul de conductibilitate și concentrația de impurități a substratului;

— valoarea lor depinde esențial de modul în care se formează oxidul, de condițiile de tratament termic ulterioare oxidării și de orientarea cristalografică.

Notația cea mai des întîlnită pentru densitatea sarcinilor fixe de la suprafață este $Q_{ss}$.

**Sarcini mobile în oxid.** În stratul de bioxid de siliciu există sarcini mobile, a căror distribuție este influențată de tensiunea aplicată pe grilă și de temperatură, determinînd modificări importante ale valorii tensiunii de prag — și corespunzător ale poziției caracteristicii $C(U_G)$ în planul $C,U_G$ (pentru detalii v. § 3.2.3).

* În legătură cu fig. 3.15 se reamintește că, practic, un nivel energetic plasat deasupra nivelului Fermi este liber, iar un nivel energetic plasat sub nivelul Fermi este ocupat (situații corespunzătoare fig. 3.15, *a* și 3.15, *b*).



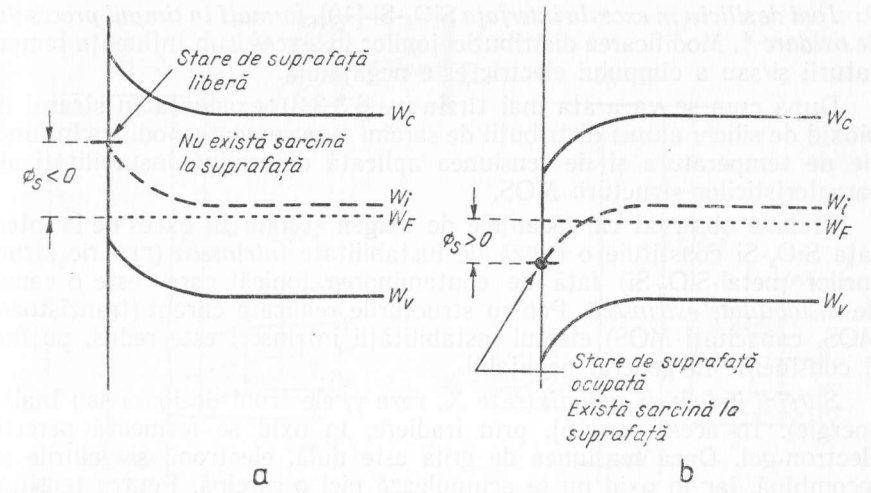



Fig. 3.15. Sarcina din stările de suprafață în funcție de potențialul de suprafață pentru cazul simplificat al unei stări de suprafață monoenergetice:
*a* — nivelul liber — nu există sarcină la suprafață; *b* — nivelul ocupat — există sarcină la suprafață.

Se consideră că aceste sarcini mobile sînt în general ioni pozitivi. Există mai multe modele [10,11,12,13,14] care încearcă să explice prezența ionilor pozitivi în stratul de oxid. În continuare se vor prezenta pe scurt modelele mai importante.

*Contaminarea oxidului cu ioni alcalini* [10, 11]. În cursul procesului tehnologic de fabricație a structurii MOS, oxidul este contaminat cu ioni de sodiu ($Na^+$), care au o mobilitate suficient de ridicată, astfel ca să se poată redistribui ușor sub influența cîmpului electric/ sau și a temperaturii.

Experimental s-a dovedit că principala cauză a prezenței ionilor pozitivi în stratul de oxid o constituie contaminarea cu ioni alcalini.

Această contaminare poate fi evitată numai printr-un proces tehnologic „curat".

*Vacanțe de oxigen* [14]. În acest model se presupune că ionii de oxigen sînt transportați la suprafața exterioară a bioxidului de siliciu, ca urmare a reacției cu metalul ce constituie grila, lăsînd în urmă vacanțe de oxigen încărcate pozitiv. La temperatura ridicată (100—200 °C) ionii de oxigen pot migra prin bioxidul de siliciu, determinînd în fapt o mișcare a vacanțelor de oxigen, deci o redistribuire a sarcinii din oxid.

*Ioni de siliciu în exces la interfața* $SiO_2$-Si [10], *formați în timpul procesului de oxidare* *. Modificarea distribuției ionilor în exces sub influența temperaturii și/sau a cîmpului electric este neglijabilă.

După cum se va arăta mai tîrziu (v. § 3.3.3) existența în stratul de bioxid de siliciu a unei distribuții de sarcini care se poate modifica în funcție de temperatură și de tensiunea aplicată determină instabilități ale caracteristicilor structurii MOS.

Trebuie observat că vacanțele de oxigen și ionii în exces de la interfața $SiO_2$-Si constituie o cauză de instabilitate *intrinsecă* (proprie structurilor metal-$SiO_2$-Si) față de contaminarea ionică care este o cauză de *instabilitate extrinsecă*. Pentru structurile realizate curent (tranzistoare MOS, capacități MOS) efectul instabilității intrinseci este redus, putînd fi considerat în general neglijabil.

*Sarcini induse de radiații* (raze X, raze $\gamma$, electroni de joasă sau înaltă energie). În acest caz [15], prin iradiere, în oxid se formează perechi electron-gol. Dacă tensiunea de grilă este nulă, electronii și golurile se recombină, iar în oxid nu se acumulează nici o sarcină. Pentru tensiuni de grilă nenule, electronii și golurile se mișcă sub influența cîmpului electric creat de tensiunea de grilă, determinînd în cele din urmă formarea unei sarcini staționare în oxid. Această sarcină poate fi anulată prin tratamente termice ulterioare procesului de iradiere.

În cuprinsul acestei cărți efectele determinate de radiații nu se tratează, deci în cele ce urmează sarcina indusă de radiații va fi socotită întotdeauna nulă.

### 3.2.3. CAPACITATEA MOS REALĂ

În continuare se analizează influența diferenței de lucru de ieșire metal-semiconductor și a sarcinilor din oxid asupra caracteristicii capacității MOS, obținîndu-se astfel descrierea comportării capacității MOS reale.

**Influența diferenței de lucru de ieșire metal-semiconductor,** $\Phi_{ms}$. Presupunerea adoptată în studiul capacității MOS ideale că $\Phi_{ms}=0$ (v. § 3.2.1) nu este corectă, deoarece în general $\Phi_{ms} \neq 0$. Cu titlu de exemplu în fig. 3.16, *a* se indică diagrama benzilor energetice [9] pentru cazul structurii MOS, fără tensiune de grilă ($U_G=0$), realizată pe siliciu de tip *p*, cu o dotare de $N_A=10^{16}$ cm$^{-3}$ și o grosime a oxidului de 500Å.

* Este chiar sarcina „fixă" $Q_{ss}$.



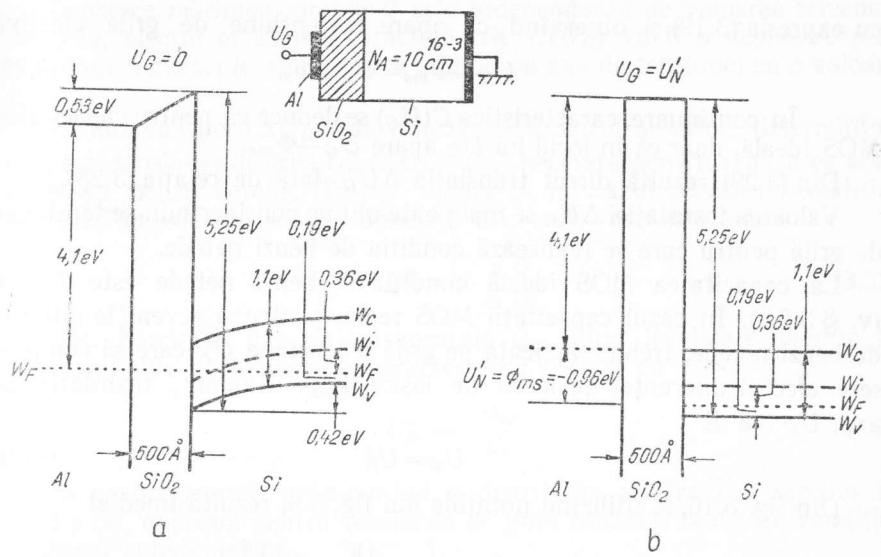



Fig. 3.16. Diagrama energetică pentru structura Al-$SiO_2$-Si, $x_o=500$ Å, $N_A=10^{16}$ cm$^{-3}$ :

*a* — fără tensiune aplicată ; *b* — cu tensiune aplicată astfel ca să se realizeze condiția de benzi netede.

Se constată că diferența de lucru de ieșire determină o inversie la suprafață, cu toate că $U_G=0$.

Diferența de lucru de ieșire $\Phi_{ms}$ acționează asupra caracteristicii $C(U_G)$ a capacității MOS, printr-o translație $\Delta U_G$ a originei pe axa tensiunii, aspectul curbei rămînînd nemodificat. Translația $\Delta U_G$ a curbei experimentale $C(U_G)$ a capacității MOS reale, față de curba teoretică a capacității MOS ideale este dată de relația

$$\Delta U_G=\Phi_{ms} \text{ *}. \tag{3.28}$$

Relația (3.28) se obține comparînd expresia căderii de tensiune pe structură

$$U_G=U_o+\Phi_{ms}+\Phi_s$$

* Presupunînd pentru axa $U_G$ sensul pozitiv normal de la stînga spre dreapta, $\Delta U_G>0$ semnifică o deplasare spre dreapta a curbei experimentale față de curba teoretică, iar $\Delta U_G<0$, o deplasare spre stînga.

cu expresia (3.19) și observînd că apare o tensiune de grilă efectivă

$$U_G - \Phi_{ms} = U_o + \Phi_s. \tag{3.29}$$

În continuare, caracteristica $C(U_G)$ se deduce ca pentru capacitatea MOS ideală, doar că în locul lui $U_G$ apare $U_G - \Phi_{ms}$.

Din (3.29) rezultă direct translația $\Delta U_G$ dată de relația (3.28).

Valoarea translației $\Delta U_G$ se mai poate obține considerîndu-se tensiunea de grilă pentru care se realizează condiția de benzi netede.

La capacitatea MOS ideală condiția de benzi netede este $U_G = 0$ (v. § 3.2.1). În cazul capacității MOS reale, pentru a reveni la situația de benzi netede, trebuie aplicată pe grilă o tensiune $U'_N$ care să compenseze efectul diferenței de lucru de ieșire $\Phi_{ms}$. Evident, translația pe axa $U_G$ va fi

$$U_G = U'_N \tag{3.30}$$

Din fig. 3.16, *b*, utilizînd notațiile din fig. 3.8, rezultă imediat

$$U'_N = \Phi_{ms} = \Phi_m - \left(\chi + \frac{\Delta W}{2q} + \Phi_B\right) * \tag{3.31}$$

**Influența sarcinilor din oxid.** Pentru a estima influența sarcinilor din oxid asupra caracteristicii $C(U_G)$ se presupune pentru început cazul elementar în care o sarcină de mărime $Q$, independentă de valoarea tensiunii de grilă, este situată în planul de coordonată $x$ (fig. 3.17).

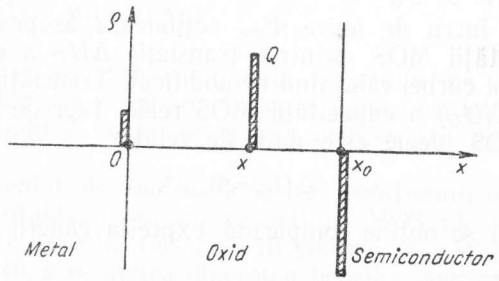



Fig. 3.17. Plasarea sarcinii $Q$, independentă de tensiunea de grilă, în oxid.

* Relația este valabilă atît pentru substrat de tip *p* cît și substrat de tip *n*, deoarece $\Phi_B > 0$, respectiv $\Phi_B < 0$.



Deoarece mărimea sarcinii $Q$ este independentă de valoarea tensiunii de grilă, efectul ei asupra caracteristicii $C(U_G)$ va fi o deplasare prin translație a curbei (o schimbare a originii pe axa de tensiune) cu o valoare $\Delta U_G$.

Evaluarea valorii $\Delta U_G$ se face la fel ca în cazul anterior, determinînd care este tensiunea de grilă $U''_N$ ($\Delta U_G = U''_N$) necesară pentru realizarea condiției de benzi netede. Ținînd seama că în cazul realizării condiției de benzi netede cîmpul la suprafață este nul, rezultă imediat:

$$U''_N = -\frac{x}{x_o}\frac{Q}{C_o}. \tag{3.32}$$

*Obs.* Sarcinile fixe de la suprafață $Q_{ss}$, fiind localizate practic la $x = x_o$, produc o deplasare a caracteristicii $C(U_G)$ cu

$$U''_N = -\frac{Q_{ss}}{C_o}. \tag{3.33}$$

În cazul general, presupunînd o distribuție arbitrară a sarcinii în oxid $\rho(x)$, expresia pentru tensiunea de grilă necesară realizării condiției de benzi netede devine

$$U'''_N = -\frac{1}{C_o}\int_0^{x_o} \frac{x}{x_o}\rho(x)\,dx. \tag{3.34}$$

Reunind relațiile (3.31), (3.33), (3.34) și notînd $U_N = U'_N + U''_N + U'''_N$, rezultă pentru o capacitate MOS reală, o deplasare $\Delta U_G$ pe axa tensiunii, a curbei $C(U_G)$, față de curba teoretică, de valoare

$$\Delta U_G = U_N = \Phi_{ms} - \frac{Q_{ss}}{C_o} - \frac{1}{C_o}\int_0^{x_o}\frac{x}{x_o}\rho(x)\,dx \tag{3.35}$$

**Influența stărilor de suprafață.** După cum s-a arătat anterior, la suprafața semiconductorului există stări energetice, distribuite în toată banda interzisă, a căror umplere cu sarcini depinde de valoarea potențialului de suprafață.

Rezultă că odată cu variația tensiunii de grilă — deoarece are loc și o variație a potențialului de suprafață — la interfața bioxid de siliciu-siliciu apare o sarcină dependentă de mărimea tensiunii de grilă.

Conform cu argumentele anterioare, pe lîngă translația $\Delta U_G$ (v. relația 3.35) independentă de $U_G$, apare o deplasare suplimentară $\Delta U'_G$ dependentă de $U_G$. Curba experimentală și cea teoretică sînt decalate fără a mai fi însă paralele (fig. 3.18).

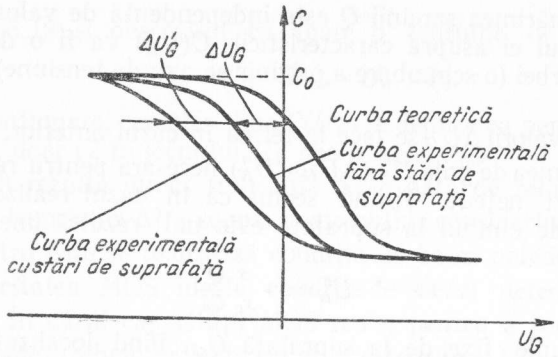



Fig. 3.18. Efectul stărilor de suprafață asupra caracteristicii $C(U_G)$ la o capacitate MOS.

În general, pentru o structură MOS bine realizată tehnologic, densitatea sarcinilor prinse în stările de suprafață este mică, efectul lor se poate neglija, deplasarea curbei experimentale $C(U_G)$ față de curba teoretică fiind dată numai de $\Delta U_G$ (v. relația 3.35). Ținînd seama de această deplasare, rezultă că tensiunea de prag de la care se instalează inversia puternică nu mai este dată de relația (3.27), ci de relația

$$U_P = -\frac{Q_B}{C_o} + 2\Phi_B + U_N. \qquad (3.36)$$

**Instabilități determinate de temperatură și tensiunea aplicată asupra caracteristicii** $C(U_G)$. Un exemplu tipic [11] de astfel de instabilitate este dat în fig. 3.19. Cu *1* s-a notat caracteristica inițială, obținută după fabricarea capacității MOS. După menținerea structurii MOS la 127 °C timp de 30 min., cu tensiunea de grilă aplicată $U_G = +10$ V, s-a obținut caracteristica *2*. Se observă o deplasare importantă de ordinul 25 V. Această deplasare este reversibilă, o revenire parțială fiind indicată de caracteristica *3*, obținută pentru $U_G = -10$ V prin menținerea structurii timp de 30 min, la 127 °C.

Aceste instabilități se explică prin procesele de redistribuire a sarcinii mobile din oxid. În fig. 3.20 se indică calitativ distribuția de sarcină din oxid corespunzătoare caracteristicilor $C(U_G)$ notate *1, 2* și *3* în fig. 3.19.

*Obs.*: După cum s-a menționat anterior, sarcinile mobile din oxid sînt date în principal de ionii de sodiu ce au contaminat stratul de oxid; de aceea, în continuare sarcina mobilă din oxid este identificată cu ionii mobili pozitivi.



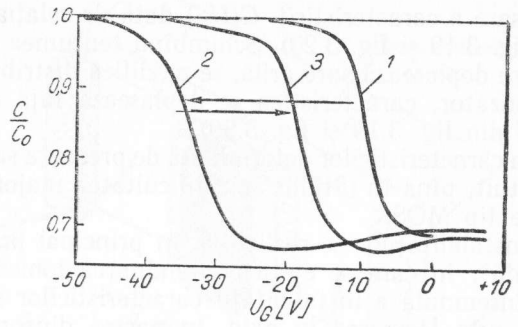



Fig. 3.19. Deplasarea caracteristicii $C(U_G)$ datorită contaminării ionice:
*1* — caracteristica inițială; *2* — caracteristica după un timp de 30 min, la 127 °C, $U_G = 10$ V; *3* — caracteristica după încă 30 min, la 127 °C, $U_G = -10$ V.

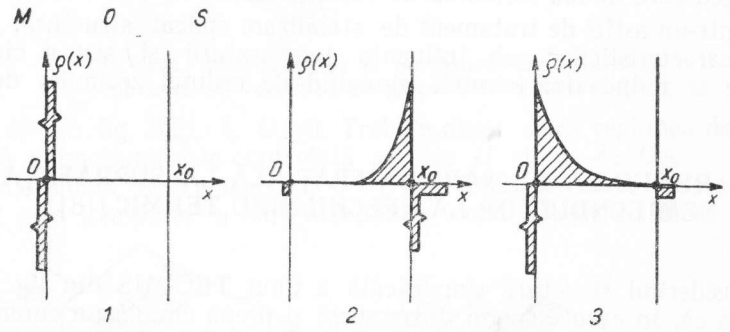



Fig. 3.20. Reprezentarea calitativă a distribuției de sarcină în oxid (*1, 2, 3*, corespund cu caracteristicile *1, 2, 3* din fig. 3.19).

La început toți ionii se găsesc lîngă metalul ce formează electrodul grilei. Conform relației (3.32) caracteristica $C(U_G)$ nu suferă nici o deplasare (caracteristica *1* din fig. 3.19 și fig. 3.20). Aplicînd un potențial pozitiv pe grilă, ionii (pozitivi) sînt împinși spre semiconductor*, determinînd o schimbare însemnată a distribuției de sarcină din semiconductor

* Efectul de redistribuire a ionilor este favorizat de temperatura ridicată la care este menținută structura — în cazul de față 127 °C.

Rezultă o deplasare a caracteristicii $C(U_G)$ dată de relația (3.34), (caracteristica *2* din fig. 3.19 și fig. 3.20). Schimbînd tensiunea de grilă ($U_G = -10$ V) ionii se deplasează spre grilă, se modifică distribuția de sarcină $\rho(x)$ și, corespunzător, caracteristica se deplasează față de cea inițială (caracteristica *3* din fig. 3.19 și fig. 3.20).

Instabilitatea caracteristicilor determinată de prezența sarcinilor mobile în oxid a constituit, pînă în ultimii ani, dificultatea majoră în utilizarea dispozitivelor de tip MOS.

Eliminarea instabilităților se realizează în principal printr-o tehnologie foarte „curată", în care se evită contaminarea ionică.

O reducere însemnată a instabilității caracteristicilor structurii MOS se poate obține prin formarea în oxid, în partea dinspre grilă a unui strat bogat în $P_2O_5$ [16].

Efectul stabilizant se explică prin sporirea concentrației ionilor mobili și fixarea lor în stratul de oxid bogat în $P_2O_5$.

În modelul vacanțelor de oxigen efectul stabilizant al stratului de oxid bogat în $P_2O_5$ se interpretează prin aceea că el constituie o sursă de oxigen care inhibă formarea de vacanțe [14].

Printr-un astfel de tratament de stabilizare aplicat structurii, deplasarea caracteristicilor sub influența temperaturii și / sau a cîmpului electric se reduce foarte mult ajungînd de ordinul zecimilor de volt.

## 3.3. REGIUNEA DE SARCINĂ SPAȚIALĂ LA SUPRAFAȚA UNUI SEMICONDUCTOR LA NEECHILIBRU TERMIC [18]

Considerînd structura simplificată a unui TEC-MIS din fig. 3.1 se observă că, în cazul general, între sursă și drenă circulă un curent, deci regiunea de sarcină spațială de la suprafața semiconductorului este la *neechilibru termic*.

*a*) **Analiza calitativă.** Fie modelul de TEC-MIS din fig. 3.21. Interesează care sînt condițiile în care se stabilește un canal conductor între sursă și drenă în funcție de tensiunea de drenă și de tensiunea de grilă.

Ca o etapă intermediară în stabilirea acestor condiții, se consideră joncțiunea *pn* ce corespunde volumului marcat cu linie întreruptă în fig. 3.21, *a* desenat mărit în fig. 3.21, *b*. Pentru funcționarea normală a TEC-MIS această joncțiune este polarizată invers, cu o tensiune $U$ a cărei sens pozitiv este indicat în fig. 3.21, *b* și care corespunde diferenței de potențial canal-substrat. Evident, în conformitate cu sensul tensiunii $U$ din fig. 3.21, *b*, $U>0$. Trebuie observat că regiunea de la suprafață a joncțiunii este controlată atît de $U$ cît și de $U_G$.



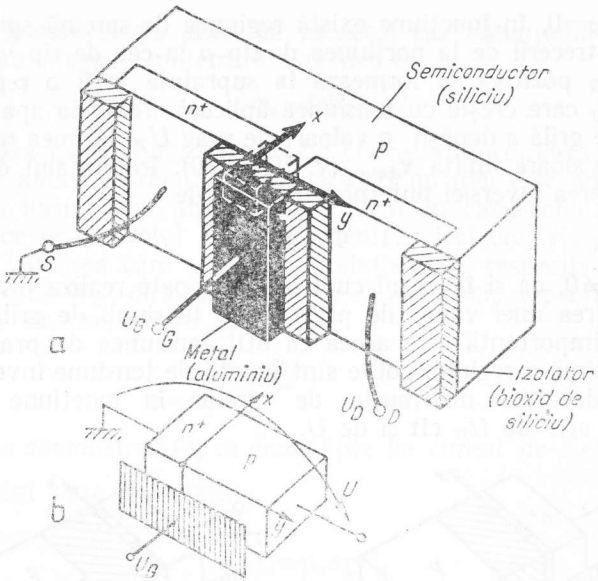



Fig. 3.21. TEC-MIS (*a*) și porțiunea din suprafață cuprinsă în volumul trasat cu linie punctată (*b*).

Se consideră pentru început, $U=0$ (fig. 3.22). În acest caz nu circulă curent prin joncțiune și sînt îndeplinite condițiile de echilibru termic.

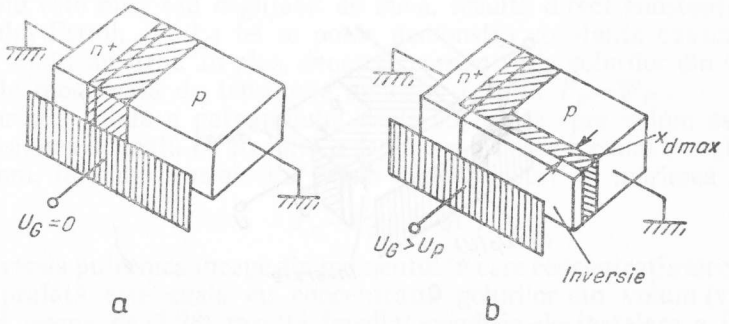



Fig. 3.22. Regiunea de la suprafață la echilibru :
*a* — $U_G=0$ ; *b* — $U_G>U_P$ — se formează o regiune de inversie la suprafață.

Dacă $U_G=0$, în joncțiune există regiunea de sarcină spațială, corespunzătoare trecerii de la porțiunea de tip $p$ la cea de tip $n$. Aplicînd o tensiune $U_G$ pozitivă se formează la suprafață întîi o regiune golită, de lățime $x_d$ care crește cu tensiunea aplicată. Inversia apare îndată ce tensiunea de grilă a depășit o valoare de prag $U_P$, lățimea regiunii golite atingînd o valoare limită $x_{dmax}$ (v. fig. 3.10). Potențialul de suprafață $\Phi_s$ la instalarea inversiei puternice este dat de

$$\Phi_s=2\Phi_B$$

Dacă $U\neq 0$, ca și în cazul cu $U=0$, se poate realiza inversia numai după depășirea unei valori de prag $U_P$ a tensiunii de grilă (fig. 3.23). Deosebirea importantă este aceea că atît tensiunea de prag $U_P$ cît și lățimea maximă a regiunii golite sînt funcții de tensiune inversă aplicată joncțiunii, deoarece distribuția de sarcină în joncțiune este acum dependentă atît de $U_G$ cît și de $U$.

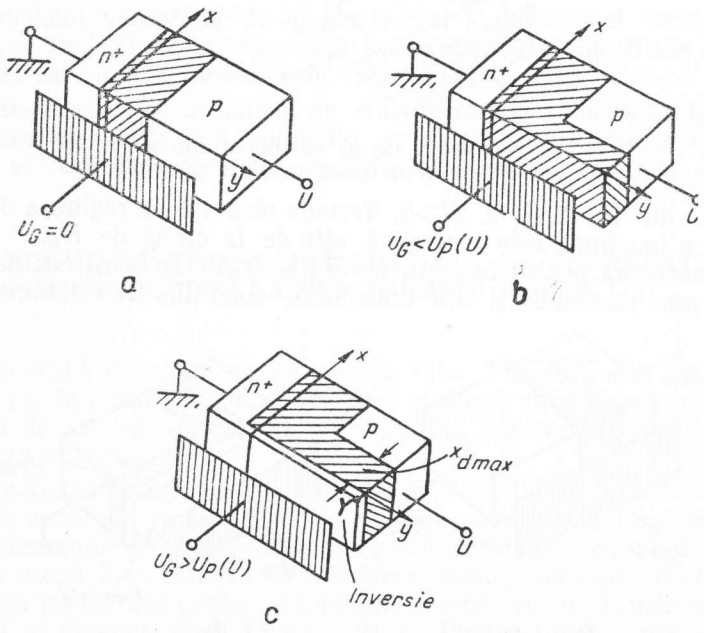



Fig. 3.23. Regiunea de la suprafață la neechilibru :
I. $a$ — $U_G=0$ ; $b$ — regiune de golire la suprafață ; $c$ — regiune de inversie la suprafață.



În continuare se va arăta că în acest caz potențialul la suprafață la instalarea inversiei puternice este dat de

$$\Phi_s=2\Phi_B+U \tag{3.37}$$

*b*) **Analiza cantitativă.** În calculul concentrației de electroni și goluri la neechilibru aplicarea relațiilor (3.1) și (3.2) nu mai este posibilă. Pentru a conserva formalismul matematic utilizat în cazul echilibrului termic, se introduce cvasinivelul Fermi $F_n$ pentru electroni, $F_p$ pentru goluri, definit ca valoarea care plasată în relația (3.1), respectiv (3.2) în locul nivelului Fermi $W_F$, dă concentrația $n$ de electroni, respectiv $p$ de goluri, în condiții de neechilibru. Se obține

$$n=n_i\frac{F_n-W_i}{kT}\quad;\quad p=n_i\frac{W_i-F_p}{kT}\,. \tag{3.38}$$

Se poate demonstra [18] că densitățile de curent de electroni $\vec{j}_n$ și de goluri $\vec{j}_p$ sînt date de relațiile

$$\vec{j}_n=\mu_n n\nabla F_n \tag{3.39}$$

$$\vec{j}_p=\mu_p p\nabla F_p\,. \tag{3.40}$$

Pentru a demonstra relația (3.37) se consideră diagrama de benzi (v. fig. 3.24) așa cum apare într-un plan $y=Y$ (fig. 3.23, *c*). Joncțiunea este polarizată invers, așa încît se poate considera că nu circulă curent pe direcția $x$. Deoarece în regiunea de inversie concentrația $n$ a electronilor nu este nulă sau neglijabil de mică, rezultă direct constanța cvasinivelului Fermi, $F_n$. La fel se poate demonstra constanța cvasinivelului Fermi $F_p$ în substrat. În plus, deoarece concentrația golurilor din substrat nu este modificată de tensiunile aplicate rezultă $F_p=W_F$ .

Variația totală a potențialului de la suprafață spre volum este dată de tensiunea aplicată $U$. Rezultă o deplasare a cvasinivelului Fermi pentru electroni, față de cvasinivelul Fermi pentru goluri cu mărimea $qU$

$$F_n-F_p=-qU. \tag{3.41}$$

Inversia puternică începe din momentul în care concentrația electronilor pe suprafață este egală cu concentrația golurilor din volum (v. § 3.1). Ținînd seama de (3.38) rezultă imediat condiția de instalare a inversiei puternice

$$(F_n-W_i)|_{x=0}=-\Phi_B \tag{3.42}$$

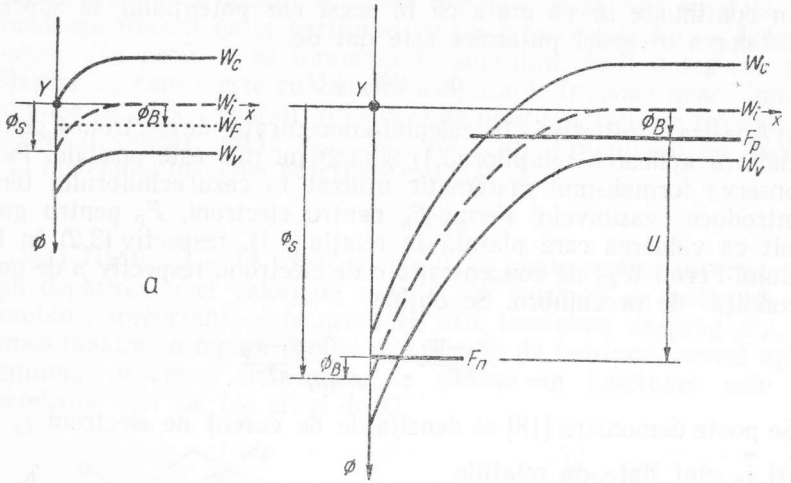



Fig. 3.24. Diagrama de benzi, corespunzătoare unui plan $y=Y$ (fig. 3.23, *c*) la echilibru *(a)* și la neechilibru *(b)*.

și evident (fig. 3.24, *b*)

$$\Phi_s=2\Phi_B+U\,. \tag{3.43}$$

Pe măsură ce se accentuează inversia potențialul la suprafață crește. Se poate considera [23] cu bună aproximație, că la inversie puternică valoarea potențialului la suprafață este constantă și egală cu valoarea dată de relația (3.43).

Ca și în cazul condițiilor de echilibru se pot da relații pentru parametrii regiunii de sarcină spațială de la suprafață utilizînd aproximația de golire [18]. Se obține potențialul la suprafață

$$\Phi_s=\frac{qN_Ax_d^2}{2\varepsilon_s}, \tag{3.44}$$

— lățimea maximă a regiunii golite $x_{dmax}$

$$x_{dmax}=\left(\frac{2\varepsilon_s\,(2\Phi_B+U)}{qN_A}\right)^{\frac{1}{2}}, \tag{3.45}$$



— sarcina din semiconductor pînă la instalarea inversiei

$$Q_s=-qN_Ax_d\,, \tag{3.46}$$

iar după instalarea inversiei

$$Q_s=Q_n+Q_B$$

unde

$$Q_B=-[2q\varepsilon_sN_A\,(2\Phi_B+U)]^{1/2}. \tag{3.47}$$

În relațiile de mai înainte s-a utilizat pentru potențialul de suprafață după instalarea inversiei valoarea dată de (3.43).

*c)* **Conductanța canalului.** Revenind la structura de TEC-MIS din fig. 3.1, interesează conductanța dintre sursă și drenă, notată $g$, în fond conductanța stratului de inversie (a canalului) pentru tensiuni drenă-sursă foarte mici.

Presupunînd o aproximație unidimensională, conductivitatea semiconductorului este dată de

$$\sigma\,(x)=q\mu_pp\,(x)+q\mu_nn\,(x)$$

unde $\mu_p$ și $\mu_n$ reprezintă mobilitățile, iar $p(x)$ și $n(x)$ concentrațiile golurilor, respectiv electronilor.

Pentru TEC-MIS cu canal $n$, la funcționarea în condiții normale concentrația electronilor în canal depășește cu mult concentrația golurilor deci conductivitatea se poate aproxima prin

$$\sigma(x)=q\,\mu_n\,(x)\,n(x).$$

Conductanța canalului rezultă

$$g=\frac{Z}{L}\int_0^x\sigma\,(x)\,dx=\frac{Z}{L}\,q\int_0^{x_l}\mu_n(x)\,n(x)\,dx \tag{3.48}$$

unde $x_l$ este adîncimea stratului de inversie, iar $Z$ lățimea și $L$ lungimea canalului conductor.

Relația (3.48) se poate scrie

$$g=-\frac{Z}{L}\mu_n Q_n \tag{3.49}$$

unde $\mu_n$ este valoarea efectivă a mobilității purtătorilor în canal definită de

$$\mu_n=\frac{\int_0^{x_i}\mu_n(x)\,n\,(x)\,dx}{\int_0^{x_i}\mu_n\,(x)\,dx}, \tag{3.50}$$

iar $Q_n=-q\int_0^{x_i} n\,(x)\,dx$ este sarcina de electroni din stratul de inversie, pe unitatea de suprafață.

Ținînd seama de (3.6), (3.49) devine

$$g=-\frac{Z}{L}\mu_n\,(Q_s-Q_B)\cdot \tag{3.51}$$

Combinînd (3.51) cu (3.19), (3.22) și (3.27) rezultă

$$g=\frac{Z}{L}\mu_n C_o\,(U_G-U_P). \tag{3.52}$$

Din relația (3.52) rezultă și o semnificație fizică pentru *tensiunea de prag* (de tăiere, de deschidere) $U_P$: este tensiunea de grilă de la care începe să crească conductanța canalului, odată cu creșterea tensiunii de grilă.

Datorită proceselor de împrăștiere pe suprafață a purtătorilor și a redistribuției de impurități din substrat în vecinătatea interfeței Si-$SiO_2$, mobilitatea efectivă este întotdeauna mai mică decît mobilitatea în volum.

Conform [19], pentru sarcini $\left|\frac{Q_s}{q}\right| \leqslant 10^{12}\,\mathrm{cm}^{-2}$* mobilitatea efectivă

* Corespunzător, un cîmp la suprafață $E \leqslant 10^5$ V/cm.



este independentă de cîmpul de la suprafață avînd o valoare aproximativ egală cu jumătate din mobilitatea în volum.

Mobilitatea efectivă depinde de temperatură. O aproximare a acestei dependente este dată de $T^{-(1\cdots1,5)}$.

## 3.4. CARACTERISTICILE STATICE ȘI DE JOASĂ FRECVENȚĂ ALE TEC-MIS

În acest paragraf se va considera un TEC-MIS cu canal indus, deoarece tratarea teoretică și proprietățile de circuit care rezultă sînt practic direct aplicabile și pentru TEC-MIS cu canal inițial. Acolo unde apar deosebiri ele sînt semnalate în mod explicit.

Pentru simplitate, se va considera numai cazul TEC-MIS cu canal *n*. Orice referiri la TEC-MIS cu canal *p* sînt menționate separat. Relațiile pentru TEC-MIS cu canal *p* se pot deduce direct din relațiile pentru TEC-MIS cu canal *n* prin schimbarea corespunzătoare a semnelor pentru tensiuni și curenți.

De asemenea, se discută numai cazul în care sursa este la masă, potențialul sursei fiind considerat nul.

### 3.4.1. MODUL DE LUCRU AL TEC-MIS CU CANAL INDUS

Fie pentru început o tensiune $U_G$ suficient de mare astfel ca la suprafață să se formeze un strat de inversie (tensiunea de grilă minimă la care se obține inversia este notată $U_P$).

Se aplică pe drenă o tensiune $U_D$ care crește treptat. La tensiuni de drenă mici (fig. 3.25, *a* și punctul *a* din fig. 3.26) curentul de drenă variază liniar cu tensiunea de drenă factorul de proporționalitate fiind conductanța inițială a canalului.

Aceasta este *regiunea liniară* a caracteristicilor.

Odată cu creșterea tensiunii de drenă, tensiunea efectivă aplicată semiconductorului scade, și corespunzător scade concentrația de electroni din canal. Curentul de drenă nu mai variază liniar cu tensiunea de drenă,

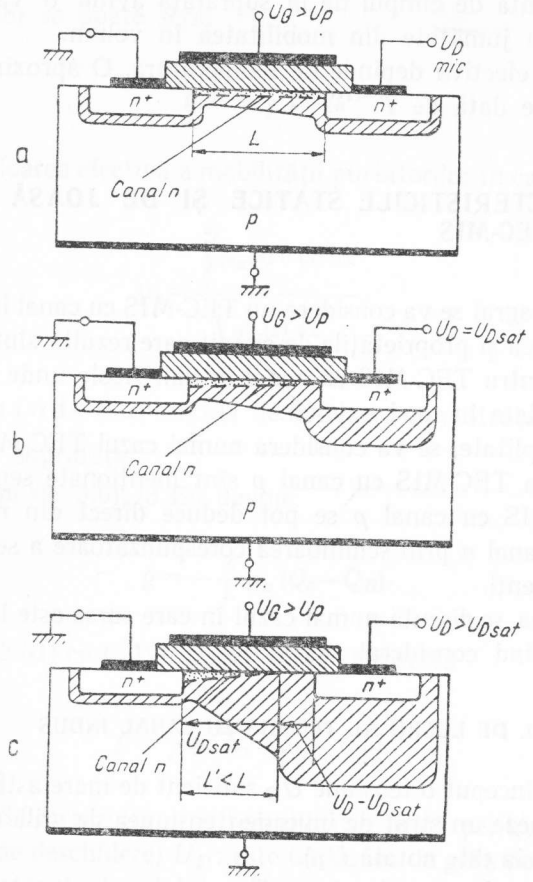



Fig. 3.25. Aspectul canalului conductor şi a regiunii golite (haşurat)

*a* — înainte de saturaţie ; *b* — la saturaţie ; *c* — după saturaţie.

deoarece conductanţa canalului este dependentă acum de tensiunea de drenă (punctul *a* din fig. 3.26).

Prin creşterea în continuare a tensiunii de drenă se atinge o valoare $U_{Dsat}$ — numită tensiune de drenă de saturaţie — pentru care la marginea dinspre drenă a canalului, tensiunea efectiv aplicată semiconductorului



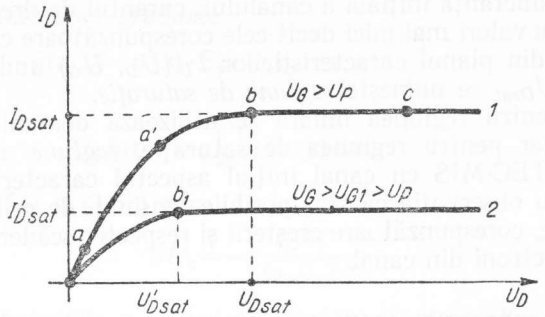



Fig. 3.26. Variaţia curentului de drenă $I_D$ în funcţie de tensiunea de drenă $U_D$ pentru diverse valori ale tensiunii de grilă $U_G$ .

scade sub valoarea tensiunii de prag, iar stratul de inversie dispare (figura 3.25, *b* şi punctul *b* din fig. 3.26).

Se spune că se realizează închiderea canalului.

S-ar părea că după ce tensiunea de drenă atinge valoarea $U_{Dsat}$ curentul ar fi nul, deoarece sursa şi drena sînt despărţite de o zonă golită de purtători. De fapt curentul continuă să circule purtătorii traversînd regiunea golită, asemănător, de exemplu, cu ceea ce se întîmplă la un tranzistor bipolar, la joncţiunea colector-bază, unde printr-o astfel de regiune trec curenţi importanţi.

Problema care rămîne în continuare este de a determina valoarea curentului, pe măsură ce tensiunea de drenă continuă să crească. Continuitatea curentului impune ca valoarea sa, atît în porţiunea deschisă cît şi în cea închisă a canalului, să fie constantă.

Se observă că pe porţiunea deschisă se aplică mereu tensiunea $U_{Dsat}$ (sursa are potenţialul zero, iar capătul porţiunii deschise a canalului are potenţialul $U_{Dsat}$) şi că lungimea acestei porţiuni este aproape constantă punctul de închidere al canalului mişcîndu-se puţin dinspre drenă spre sursă. Rezultă că îndată ce tensiunea de drenă depăşeşte valoarea $U_{Dsat}$ se va putea presupune cu bună aproximaţie că valoarea curentului se menţine constantă (pe o rezistentă aproape constantă — rezistenţa porţiunii deschise a canalului — se aplică o tensiune constantă $U_{Dsat}$). Situaţia este ilustrată în fig. 3.25, *c* şi punctul *c* din fig. 3.26.

Se justifică în acest fel caracteristica *1* din fig. 3.26.

Pentru o tensiune de grilă $U_{G1} < U_G$ dar suficient de mare pentru a realiza stratul de inversie se obţine caracteristica *2* din fig. 3.26. Deoarece

$U_{G1} < U_G$ conductanța inițială a canalului, curentul de drenă și tensiunea de saturație au valori mai mici decît cele corespunzătoare caracteristicii *1*.

Regiunea din planul caracteristicilor $I_D(U_D, U_G)$ unde este valabilă relația $U_D > U_{Dsat}$ se numește *regiune de saturație*.

Uneori, pentru regiunea liniară se utilizează denumirea de *regiune de tip triodă*, iar pentru regiunea de saturație, *regiune de tip pentodă*.

În cazul TEC-MIS cu canal inițial aspectul caracteristicilor statice este același cu observația că sînt posibile tensiuni de grilă atît pozitive cît și negative, corespunzător creșterii și respectiv scăderii concentrației inițiale de electroni din canal.

### 3.4.2. CARACTERISTICI STATICE

Deducerea caracteristicilor statice pentru TEC-MIS se va face în cadrul următoarelor ipoteze:

*1)* substratul este gros și uniform dotat;

*2)* mobilitatea purtătorilor în canal este constantă, egală cu mobilitatea efectivă la suprafață;

*3)* izolantul grilei este ideal, nu există sarcini mobile în oxid;

*4)* influența stărilor de suprafață se consideră neglijabilă;

*5)* curentul de drenă este dat numai de curentul din canal, curentul invers al joncțiunii drenă-substrat fiind neglijabil;

*6)* se consideră aproximația graduală (cîmpul electric în oxid are numai o componentă perpendiculară pe suprafață, iar în canal numai o componentă paralelă cu suprafața).

Considerînd notațiile din fig. 3.27 curentul de drenă se poate scrie

$$I_D = Z \int_0^{x_i} j(x, y)\, dx \tag{3.53}$$

unde $Z$ este lățimea canalului pe axa $z$.

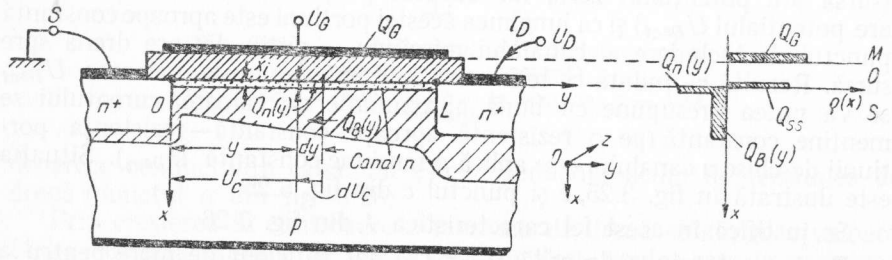



Fig. 3.27. Notațiile utilizate pentru analiza TEC-MIS.



Conform aproximației graduale

$$j(x, y) = \sigma(x) \cdot E_y = q\mu_n n(x, y) \frac{dU_c}{dy} \tag{3.54}$$

și

$$Q_n(y) = -q \int_0^{x_i} n(x, y)\, dx. \tag{3.55}$$

Din (3.53), (3.54) și (3.55) rezultă:

$$dU_c = -\frac{I_D dy}{Z\mu_n Q_n(y)}. \tag{3.56}$$

În (3.54) s-a presupus $\mu_n$ constant conform ipotezei *2*.

Sarcina $Q_n(y)$ din stratul de inversie se poate estima în funcție de tensiunea grilă-sursă $U_{GS}$, tensiunea bază sursă $U_{BS}$ și tensiunea $U_c(y)$ dintre o secțiune elementară $dy$ a canalului și sursă.

Din legea conservării sarcinii se obține (fig. 3.27)

$$Q_n(y) = -Q_B(y) - Q_{ss} - Q_G. \tag{3.57}$$

Utilizînd relațiile (3.43) și (3.47) rezultă

$$Q_B(y) = -\{2q\varepsilon_s N_A [2\Phi_B + U(y)]\}^{1/2} \tag{3.58}$$

$$Q_G = C_o U_o = C_o [U_{GB} - \Phi_{ms} - U(y) - 2\Phi_B] \tag{3.59}$$

unde $U_0$ este căderea de tensiune pe oxid, $U(y)$ tensiunea inversă pe „joncțiunea" canal-substrat și $U_{GB}$ tensiunea grilă bază (v. fig. 3.28), în concordanță cu rezultatele din § 3.2. Urmărind fig. 3.28 se găsește

$$U_{GB} = U_{GS} - U_{BS} \tag{3.60}$$

$$U(y) = U_c(y) - U_{BS}. \tag{3.61}$$

În continuare, pentru simplificarea scrierii, tensiunile față de sursă se vor nota fără al doilea indice ($U_G$, $U_B$, $U_D$).

Înlocuind relațiile (3.58), (3.61) în (3.57) se obține:

$$Q_n(y) = -C_o [U_G - U_N - U_c(y) - 2\Phi_B] + [2q\varepsilon_s N_A (2\Phi_B + U_c(y) - U_B)]^{\frac{1}{2}}. \tag{3.62}$$

În (3.62) s-a presupus absența sarcinilor mobile în oxid $U_N$ fiind dat de (3.35) cu $\rho(x) \equiv 0$.

$$U_N = \Phi_{ms} - \frac{Q_{ss}}{C_o}. \tag{3.63}$$

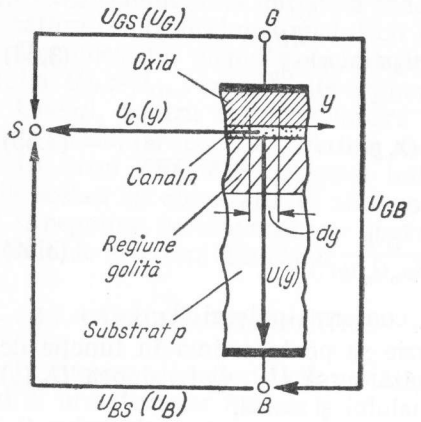



Fig. 3.28. Tensiunile ce apar între o porțiune elementară $dy$ a canalului și ceilalți electrozi.

Înlocuind (3.62) în (3.56) și integrînd de la $y=0$ la $y=L$ și, corespunzător, de la $U_c=0$ la $U_c=U_D$, rezultă expresia curentului de drenă $I_D$:

$$I_D=\frac{Z}{L}\mu_n C_o\left\{\left[U_G-U_N-2\Phi_B-\frac{U_D}{2}\right]U_D-\right.$$

$$\left.-\frac{2}{3}K\left[(U_D-U_B+2\Phi_B)^{\frac{3}{2}}-(2\Phi_B-U_B)\right]^{\frac{3}{2}}\right\} \tag{3.64}$$

unde

$$K=\frac{(2\varepsilon_s qN_A)^{1/2}}{C_o}. \tag{3.65}$$

Expresia (3.64) pentru curentul de drenă este valabilă numai pentru $U_D<U_{Dsat}$, căci după depășirea valorii $U_{Dsat}$, în porțiunea de la $y=L'$ la $y=L$ (v. fig. 3.26) relația (3.54) nu mai poate fi aplicată. În această zonă aproximația graduală nu mai este satisfăcătoare, existînd o componentă pe axa $x$ a cîmpului electric care nu mai poate fi neglijată.

În concordanță cu analiza fizică din § 3.4.1 se va presupune că după ce $U_D\geqslant U_{Dsat}$ curentul de drenă are o valoare constantă $I_{Dsat}$, egală cu valoarea atinsă în momentul începerii saturației

$$I_{Dsat}=I_D \text{ din (3.64)}\,|_{U_D=U_{Dsat}} \tag{3.66}$$

În continuare se vor analiza formele pe care le ia expresia (3.64) a curentului de drenă pentru regiunea liniară și pentru regiunea de saturație.



**Regiunea liniară.** *1)* Dacă $U_D\ll 2\Phi_B-U_B$*, (3.64) se reduce la

$$I_D=\frac{Z}{L}\mu_n C_o\left[(U_G-U_P)U_D-\frac{U_D^2}{2}\right] \tag{3.67}$$

unde $U_P$ este tensiunea de prag definită [23], [25] de relația

$$U_P=U_N+2\Phi_B+K(2\Phi_B-U_B)^{\frac{1}{2}}. \tag{3.68}$$

Ultimul termen din (3.68) este proporțional [20] cu sarcina $Q_{B0}$ din regiunea golită de purtători, la echilibru, pentru cazul unei inversii puternice (v. și (3.15). Explicitînd pe $U_N$ (v. (3.65)), relația (3.68) devine

$$U_P=\Phi_{ms}-\frac{Q_{ss}}{C_o}+2\Phi_B-\frac{Q_{B0}}{C_o}. \tag{3.69}$$

Din (3.69) rezultă interpretarea fizică a tensiunii de prag: *$U_P$ este tensiunea care, aplicată pe grilă, la echilibru, aduce suprafața la inversie puternică ($2\Phi_B$), contrabalansînd efectul diferenței de lucru de ieșire ($\Phi_{ms}$), a sarcinilor din oxid ($Q_{ss}$) și a sarcinilor din volum ($Q_{B0}$).*

Această interpretare fizică este în concordanță cu rezultatul indicat de relația (3.67): prin tranzistor circulă curent numai dacă $U_G>U_P$, deoarece numai după realizarea acestei inegalități se poate presupune existența unui canal conductor la suprafață.

Din expresia (3.69) se observă că în funcție de ponderea diverșilor termeni ce o compun, tensiunea de prag poate să fie pozitivă sau negativă, obținîndu-se tranzistoare cu *canal inițial* sau cu *canal indus***. În fig. 3.29 sînt descrise situațiile posibile prin intermediul caracteristicii $I_D(U_G)$ în regiunea de saturație.

Semnele termenilor din relația (3.69) sînt date în tabelul 3.2.

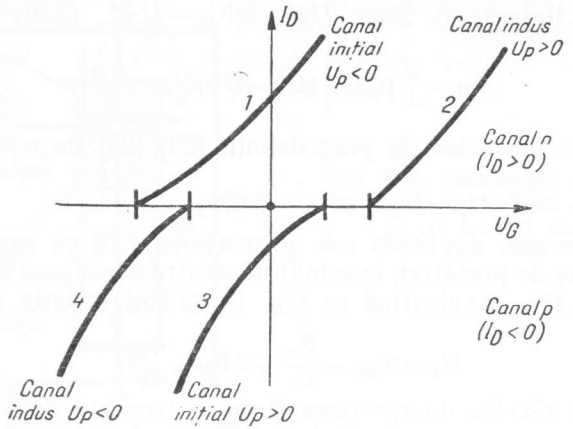
În general, $|\Phi_{ms}|$, $|\Phi_B|$ sînt mai mici decît $Q_{ss}/C_0$. Dacă TEC-MIS se realizează într-un substrat slab dotat (de rezistivitate relativ mare) în expresia (3.69) se poate neglija și contribuția sarcinii din regiunea golită, tensiunea de prag rezultînd negativă. Deci pentru acest caz TEC-MIS cu canal de tip $n$ vor fi cu canal inițial, iar cele cu canal de tip $p$ cu canal indus.

Prin utilizarea unui substrat cu concentrație de impurități mai mare (rezistivitate relativ mică), se poate crește ponderea termenului corespunzător sarcinii din regiunea golită în expresia (3.69), obținîndu-se un TEC-MIS cu canal de tip $n$ cu canal indus.

---

* Intervalele uzuale de valori $U_B=0\ldots-10$ V, $2\Phi_B=0{,}5\ldots1$ V.

** „depletion FET", respectiv „enhancement FET" în literatura de limba engleză.




| Tipul canalului / Felul canalului | n | p |
|---|---|---|
| Inițial | 1 $U_P<0$ | 3 $U_P>0$ |
| Indus | 2 $U_P>0$ | 4 $U_P<0$ |

Fig. 3.29. Aspectul calitativ a caracteristicii $I_D(U_G)$ pentru $U_D$ = constant, în funcție de semnul $U_P$ și tipul canalului.

*Tabelul 3.2*

| | $Q_{ss}$ | $\Phi_{ms}$ * | $\Phi_B$ | $Q_B$ |
|---|---|---|---|---|
| Substrat *p* | + | − | + | − |
| Substrat *n* | + | − | − | + |

* Pentru aluminiu-siliciu

Urmărind relația (3.68) se observă că același efect se poate obține mărind polarizarea inversă a substratului.



Din (3.68) rezultă o dependență a tensiunii de prag de tensiunea de bază $U_B$. Odată cu creșterea lui $U_B$, are loc și o creștere a tensiunii $U_P$. Variația $\Delta U_P$ a tensiunii de prag, față de valoarea ei pentru $U_B=0$, se determină [25] din (3.68)

$$\Delta U_P = K\left[(2\Phi_B - U_B)^{\frac{1}{2}} - (2\Phi_B)^{\frac{1}{2}}\right]. \tag{3.70}$$

Această dependență este bine verificată experimental pentru TEC-MIS la care lungimea canalului $L$ este mult mai mare ca lățimea regiunii golite $x_d$ ($L \gg x_d$), aproximația unidimensională în cadrul căreia s-a dedus (3.70) fiind apropiată în acest caz de situația fizică.

Dacă $L \ll x_d$, problema devine bidimensională, extrem de dificil de tratat analitic. Pentru acest caz, experimental se constată o dependență de aceeași formă cu (3.70), dar la puterea $1/3$ în loc de $1/2$.

2) Dacă în mod suplimentar, în afara condiției $U_D \ll 2\Phi_B - U_B$ se realizează și condiția $U_D \ll U_G - U_P$, expresia (3.64) se reduce la

$$I_D = \frac{L}{Z}\mu_n C_o (U_G - U_P) U_D \tag{3.71}$$

indicînd o dependență liniară a curentului de drenă de tensiune de drenă. Coeficientul de proporționalitate este chiar conductanța canalului — dependentă de tensiunea de bază. Pentru $U_B=0$ de obține conductanța definită de (3.52).

Relația (3.71) arată că în regiunea liniară, pentru tensiuni de drenă suficient de mici, TEC-MIS se comportă ca o rezistență $R$

$$\frac{1}{R} = \frac{Z}{L}\mu_n C_o (U_G - U_P) = g \tag{3.72}$$

unde $g$ este conductanța canalului, a cărei valoare poate fi controlată prin tensiunea de grilă sau de bază [pentru detalii v. cap. 6].

În fig. 3.30 se prezintă caracteristicile statice în regiunea liniară, pentru un TEC-MIS de mică putere cu canal *p* indus, considerînd $U_B=0$. Din figură se constată o bună liniaritate pentru variația $I_D(U_D)$ în concordanță cu relația (3.71). Relativ la dependența $I_D(U_G)$ - la $U_D$ dat — se observă o îngrămădire a curbelor pentru tensiuni de grilă mari, în timp ce (3.71) indică o variație liniară cu $U_G$.

Explicația efectului de îngrămădire se poate da ținînd seama de:

— scăderea mobilității efective $\mu_n$ odată cu creșterea cîmpului electric la suprafață (v. § 3.3) — creștere determinată de creșterea tensiunii de grilă $U_G$;

— prezența rezistențelor parazite, de sursă și de drenă, corespunzătoare rezistenței dintre electrodul sursă sau drenă și capătul canalului.

Pentru simplitate se presupune că există doar o rezistență parazită, la drenă $r_d$. Se deosebesc două cazuri limită, în funcție de relația dintre rezistența canalului $R$ și rezistența parazită $r_d$.

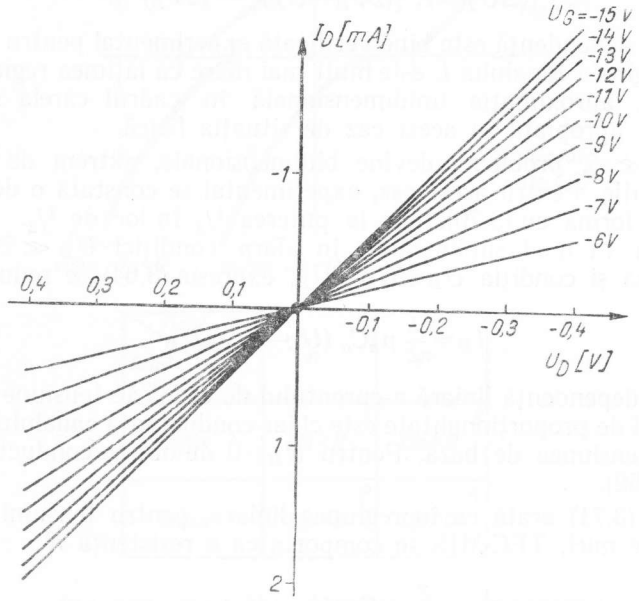



Fig. 3.30. Familia de caracteristici $I_D(U_D, U_G)$ pentru tensiuni de drenă mici.

*1*) Cazul $R \gg r_d$. Se realizează la tensiuni de grilă relativ mici. Căderea de tensiune pe $r_d$ este neglijabilă și caracteristicile $I_D(U_D, U_G)$ urmăresc cu bună aproximație relația (3.71).

*2*) Cazul $R \ll r_d$. Se realizează la tensiuni de grilă mari, corespunzînd unei inversii foarte accentuate. Căderea de tensiune pe $r_d$ devine preponderentă. Se poate scrie

$$I_D = r_d U_D$$

curentul de drenă fiind acum independent de tensiunea de grilă.

Caracteristicile reale se vor plasa între aceste două cazuri extreme prezentînd o neliniaritate față de $U_G$.



**Regiunea de saturație.** Așa cum s-a arătat în § 3.4.1, începutul saturației este marcat de anularea sarcinii de inversie din canal, începînd cu capătul dinspre drenă ($y=L$), Deci, condiția de saturație

$$Q_n(L)=0 \tag{3.73}$$

permite determinarea tensiunii de drenă de saturație. Din (3.62) și (3.73) se obține

$$U_{Dsat}=U_G-U_N-2\Phi_B+\frac{K^2}{2}\left[1-\left(1+(U_G-U_N-U_B)/K^2\right)^{\frac{1}{2}}\right]. \tag{3.74}$$

Corespunzător (v. 3.66) se determină

$$I_{Dsat}=\frac{Z}{L}\mu_n C_o\left\{\frac{(U_G-U_N-2\Phi_B)^2}{2}-\frac{K^4}{24}\left[2\left(1+4\left(U_G-U_N-U_B\right)/K^2\right)^{\frac{3}{2}}-\right.\right.$$

$$\left.\left.-12\left(U_G-U_N-U_B\right)/K^2-2\right]+\frac{2}{3}K\left(2\Phi_B-U_B\right)^{\frac{3}{2}}\right\}. \tag{3.75}$$

Înlocuind $U_G=U_P$ (dat de (3.68) în (3.74) și (3.75) se obține zero, ceea ce indică din nou că $U_P$ este valoarea tensiunii de grilă de la care începe să circule curent prin tranzistor, pentru orice valoare a tensiunii de drenă.

Expresia (3.75) este inoperantă, de aceea în practică se utilizează următoarea relație aproximativă bine verificată experimental

$$I_{Dsat}=\frac{\beta}{2}\left(U_G-U_P\right)^n \tag{3.76}$$

unde $n$ are valori apropiate de 2.

Determinarea factorului $\frac{\beta}{2}$ și a tensiunii de prag $U_P$ pentru $n=2$, se poate face reprezentînd grafic $(I_D)^{1/2}$ în funcție de $U_G$ (fig. 3.31), obținîndu-se o dreaptă. În ceea ce privește modul de determinare a tensiunii de prag $U_P$ se indică două posibilități, care conduc practic la aceeași valoare.

*1*) $U_P$ se determină prelungind dreapta obținută în planul $I_D$, $U_G$ pînă la intersecția cu axa tensiunii. Se obține *„tensiunea de prag extrapolată"*.

*2*) $U_P$ se determină ca tensiunea de grilă la care curentul de drenă atinge o valoare foarte mică, specificată. Majoritatea fabricanților de TEC utilizează această metodă, valoarea „mică" a curentului de drenă, cea mai des întîlnită, fiind 10μA. Se obține astfel *„tensiunea de prag măsurată"*.

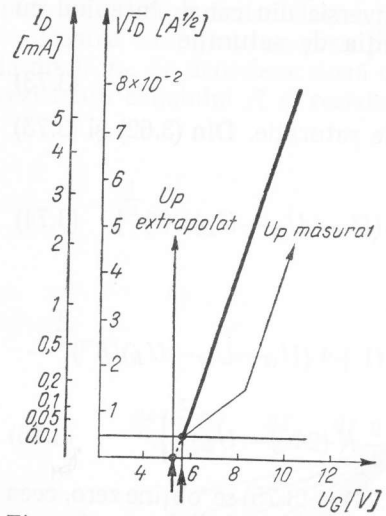



Fig. 3.31. Modul de determinare a tensiunii de prag $U_P$.

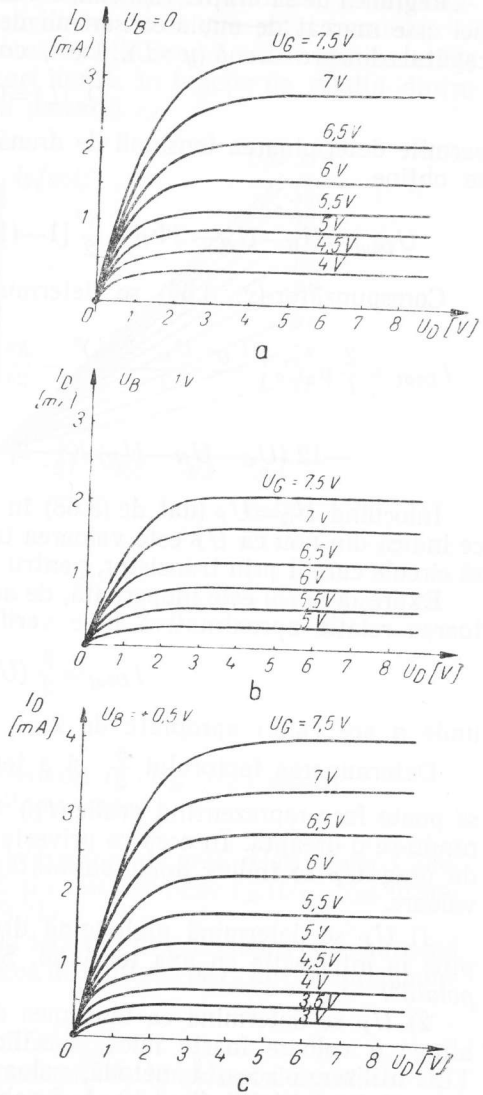



Fig. 3.32. Familia de caracteristici $I_D(U_D, U_G)$ pentru TEC-MIS cu canal $n$ indus, de mică putere, pentru diferite valori ale tensiunii de bază :
$a$ — $U_B = 0$ V ; $b$ — $U_B = -1$ V ; $c$ — $U_B = +0{,}5$ V



Relativ la influența tensiunii de bază $U_B$ asupra curentului de drenă $I_D$ — influență ce se constată din relația (3.75) — o analiză fizică indică scăderea curentului $I_D$ odată cu creșterea valorii absolute tensiunii $U_B$. Într-adevăr, pentru tensiuni de grilă și de drenă date, creșterea valorii absolute a tensiunii de bază conduce la creșterea sarcinii din regiunea golită pe seama sarcinii de inversie $Q_n$, care scade. Prin scăderea sarcinii din regiunea de inversie, scade și conductanța canalului și, corespunzător, curentul de drenă.

În fig. 3.32 se dau caracteristicile experimentale $I_D(U_D, U_G)$ pentru un TEC-MIS cu canal $n$ indus, pentru diferite valori ale tensiunii de bază.

Pe bază se pot aplica și tensiuni care să polarizeze direct joncțiunea substrat-sursă rezultînd o creștere a curentului de drenă. Evident, în acest caz $U_B$ este limitat la 0,5—0,6 V (pentru siliciu) corespunzător cu tensiunea de la care începe să circule un curent important prin joncțiunea substrat-sursă.

*Obs.* : O formă mult mai simplă pentru caracteristicile $I_D(U_D, U_G)$ se obține dacă se neglijează sarcina din regiunea golită. Reluînd calculul anterior cu presupunerea $Q_B = 0$, se obține :

$$I_D = \frac{Z}{L}\mu_n C_o\left[(U_G - U'_P)U_D - \frac{U_D^2}{2}\right] \tag{3.77}$$

unde s-a notat

$$U'_P = U_N + 2\Phi_B\,, \tag{3.78}$$

reprezentînd tensiunea de grilă de la care începe să circule curent prin tranzistor. Tensiunea de saturație este dată de :

$$U_{Dsat} = U_G - U'_P\,. \tag{3.79}$$

Corespunzător se obține

$$I_{Dsat} = \frac{1}{2}\frac{Z}{L}\mu_n C_o\,(U_G - U'_P)^2. \tag{3.80}$$

Utilizarea expresiei (3.77) pentru caracteristicile statice poate conduce la erori importante*.

---

* În literatura de specialitate unii autori utilizează ca o aproximație inițială expresia (3.77), cu toate erorile ce apar, dat fiind formalismul matematic mult mai puțin încărcat.

Condițiile de valabilitate ale expresiei (3.77) rezultă direct, impunînd condiția ca influența sarcinii din regiunea golită să fie neglijabilă, adică :

— substratul de mare rezistivitate (slab dotat) ;

— oxid subțire.

Evident, în acest caz se constată că dispare posibilitatea de a controla valoarea curentului de drenă prin intermediul tensiunii de bază.

### 3.4.3. PARAMETRI DE JOASĂ FRECVENȚĂ ȘI SEMNAL MIC PENTRU TEC-MIS

Parametri importanți de semnal mic și joasă frecvență — astfel ca orice efecte capacitive să poată fi neglijate — sînt *conductanța mutuală* (*panta*) și *conductanța de drenă* (*conductanța de ieșire*).

Expresiile conductanței mutuale și de drenă la semnal mic și joasă frecvență se determină considerînd regimul de c.a. drept o succesiune de regimuri de c.c. În acest fel, relația care dă caracteristica statică $I_D\,(U_D,\ U_G,\ U_B)$ se extinde devenind $i_D\,(u_D,\ u_G,\ u_B)$ unde notațiile $i_D$, $u_D$, $u_G$, $u_B$ semnifică mărimi ce conțin o componentă continuă $I_D$, $U_D$, $U_G$, $U_B$ și o componentă variabilă $i_d$, $u_d$, $u_g$, $u_b$ ($i_D=I_D+i_d$, $u_D=u_D+u_d$, ...).

**Conductanța mutuală.** Deoarece curentul de drenă depinde atît de tensiunea de grilă cît și de tensiunea de bază — v. (3.64) și (3.75), rezultă că se poate introduce o conductanță mutuală relativ la grilă — notată $g_m$ și o conductanță mutuală relativ la bază — notată $g_{mb}$. Relațiile de definiție sînt :

$$g_m=\left.\frac{\partial i_D}{\partial u_G}\right|_{u_D,\ u_B=\text{const.}} \tag{3.81}$$

$$g_{mb}=\left.\frac{\partial i_D}{\partial u_B}\right|_{u_D,\ u_G=\text{const.}} \tag{3.82}$$

Ținînd seama de expresiile (3.64) și (3.75) ale curentului de drenă se obține pentru $U_D\leqslant U_{Dsat}$

$$g_m=\frac{Z}{L}\,\mu_n C_o U_D\,, \tag{3.83}$$

$$g_{mb}=\frac{Z}{L}\,\mu_n C_o K\sqrt{2}\,[(U_D-U_B-2\Phi_B)^{1/2}-(2\Phi_B-U_B)^{1/2}]. \tag{3.84}$$

Pentru regiunea de saturație, dacă se neglijează influența tensiunii de drenă asupra caracteristicilor statice, valoarea conductanței mutuale de grilă sau de bază este constantă și egală cu valoarea atinsă la marginea regiunii liniare, cînd $U_D=U_{Dsat}$. Înlocuind în relațiile (3.83) și (3.84) expresia (3.74) a tensiunii de saturație se obține pentru $U_D>U_{Dsat}$



$$g_{msat}=\frac{Z}{L}\,\mu_n C_o U_{Dsat}\,, \tag{3.85}$$

$$g_{mbsat}=\frac{Z}{L}\,\mu_n C_o K\sqrt{2}\,[(U_{Dsat}-U_B+2\Phi_B)^{1/2}-(2\Phi_B-U_B)^{1/2}]. \tag{3.86}$$

În tabelul 3.3 se sistematizează dependența mărimilor $g_m$ și $g_{mb}$ de tensiunile $U_D$, $U_G$, $U_B$.

*Tabelul 3.3*

| | $g_m$ | $g_{msat}$ | $g_{mb}$ | $g_{mbsat}$ |
|---|---|---|---|---|
| $U_D$ | * | | * | |
| $U_G$ | | * | | * |
| $U_B$ | | * | * | * |

* Marchează dependența parametrului respectiv de tensiunea corespunzătoare

În fig. 3.33 este prezentată [22], cu titlu de exemplu, caracteristica teoretică $g_m\,(U_D,\ U_G)$ pentru $U_B=0$. Pentru $g_{mb}$ se obțin caracteristici similare [26].

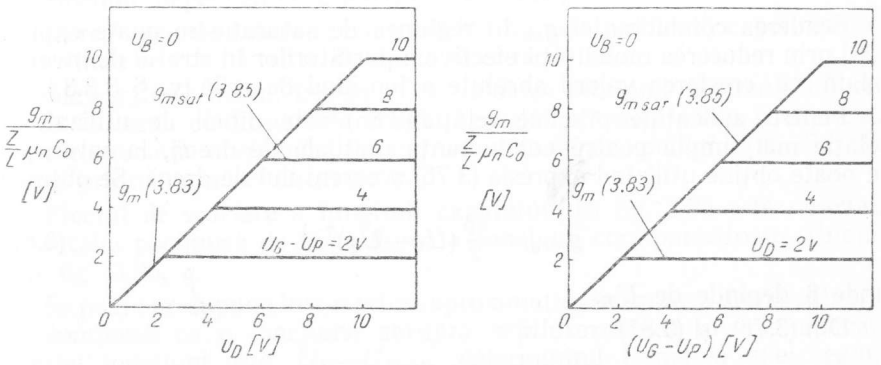



Fig. 3.33. Caracteristicile teoretice $g_m(U_D, U_G)$ pentru $U_B=0$:
*a* — parametru $U_G-U_P$ ; *b* — parametru $U_D$.

În fig. 3.34 se prezintă variația experimentală a mărimilor $g_m$ și $g_{mb}$ în funcție de $U_G$, $U_D$ fiind parametru, pentru un TEC-MIS cu canal $p$ indus. Se constată că în regiunea de saturație $g_m$ scade — contrar relației (3.85) — în timp ce $g_{mb}$ variază foarte puțin cu $U_G$ — conform relației (3.86).

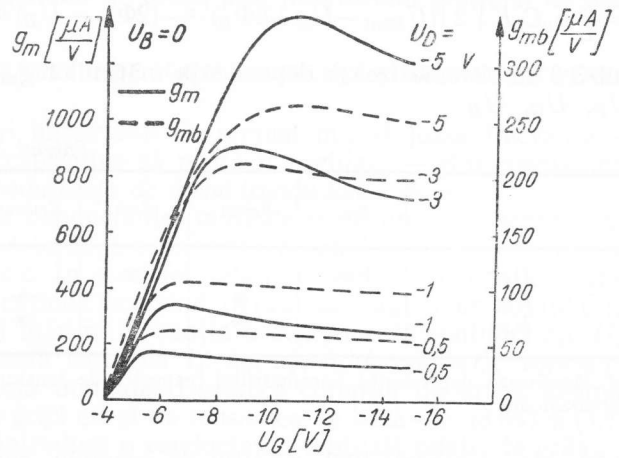



Fig. 3.34. Variația experimentală tipică a conductanțelor mutuale $g_m$, $g_{mb}$ în funcție de tensiunea de grilă, pentru diverse tensiuni de drenă.

Scăderea conductanței $g_m$ în regiunea de saturație se poate explica [29] prin reducerea mobilității efective a purtătorilor în stratul de inversie odată cu creșterea valorii absolute a tensiunii de grilă (v. § 3.3.3.).

Pentru aplicațiile practice relația (3.85) este dificil de utilizat. O relație mai simplă pentru conductanța mutuală de drenă, la saturație, se poate obține utilizînd expresia (3.76) a curentului de drenă. Se obține:

$$g_{msat}=\frac{n\beta}{2}(U_G-U_P)^{n-1} \tag{3.87}$$

unde $\beta$ depinde de $U_B$.

Din (3.76) și (3.87) rezultă

$$\frac{I_{Dsat}}{g_{msat}}=n(U_G-U_P). \tag{3.88}$$



Relația (3.87) — înlocuind $n=2$ — este bine verificată experimental, mai ales pentru valori mari ale curentului de drenă, deci pentru tensiuni de grilă suficient de mari (în valoare absolută) față de $U_P$. La curenți mici, aproape de punctul de tăiere, pot apărea deviații importante de la relația liniară dată de (3.88), $n$ fiind dependent de $U_G$ și mult mai mare ca 2.

**Conductanța de drenă.** Pornind de la relația de definiție

$$g_d=\left.\frac{\partial i_D}{\partial u_D}\right|_{u_G,\,u_B=\text{const.}} \tag{3.89}$$

ținînd seama de (3.64), se obține pentru $U_D<U_{Dsat}$

$$g_d=\frac{Z}{L}\mu_n C_o\left[(U_G-U_N-2\Phi_B-U_D)-K\sqrt{2}\,(U_D-U_B+2\Phi_B)^{1/2}\right], \tag{3.90}$$

iar pentru $U_D\geqslant U_{Dsat}$

$$g_{dsat}=0.$$

În regiunea liniară, la tensiuni $U_D$ foarte mici, rezultă din (3.90) *

$$g_{dlin}=\frac{Z}{L}\mu_n C_o(U_G-U_P). \tag{3.92}$$

Rezultă că TEC-MIS se comportă ca o rezistență a cărei valoare este controlată prin tensiunea de grilă și/sau prin tensiunea de bază, prin intermediul dependenței $U_P(U_B)$ — v. (3.68).

În regiunea de saturație relația (3.92) nu este verificată experimental, măsurîndu-se conductanța de drenă diferite de zero.

Dacă $g_d$ este nenul, înseamnă că valoarea tensiunii de drenă influențează valoarea curentului de drenă. Această influență poate fi explicată ca o consecință a *efectului de scurtare a lungimii canalului* [20, 24, 28] și/sau printr-un *model electrostatic*.

**Efectul de scurtare a lungimii canalului.** În fig. 3.35 este desenată în detaliu porțiunea de lîngă drenă a canalului corespunzătoare situației din fig. 3.26, *c*.

Se poate presupune într-o primă aproximație că regiunea drenă-substrat se comportă ca o joncțiune abruptă $n^+p$. Tensiunea inversă aplicată acestei joncțiuni este $U_D-U_{Dsat}$, determinînd formarea unei regiuni

* Același rezultat se poate obține direct din relația (3.67)

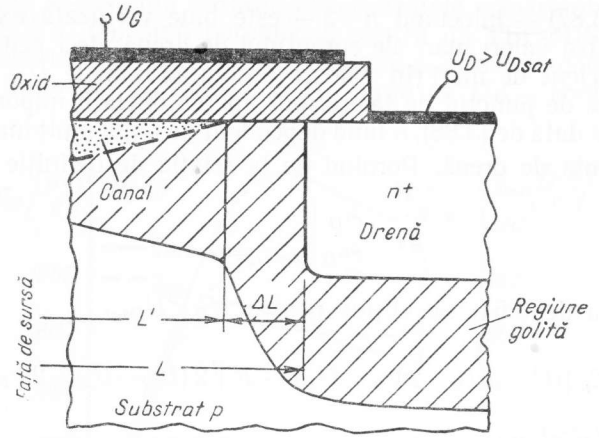



Fig. 3.35. Porțiunea de lîngă drenă a canalului, după intrarea tranzistorului în saturație.

golite de lățime $\Delta L$. Lungimea canalului scade la $L' = L - \Delta L < L$. Din (3.64) se obține

$$I'_{Dsat} = \frac{L}{L'} I_{Dsat} = I'_{Dsat}(U_D) \qquad (3.93)$$

unde s-au notat cu „prim" mărimile afectate de scurtarea lungimii canalului.

Calculele bazate pe acest model conduc la o dependență practic liniară a conductanței de drenă la saturație de curentul de drenă* [27, 23].

**Modelul electrostatic** [24]. Acest model se referă la cazul substratului slab dotat (de mare rezistivitate). Între drenă și canal se formează o capacitate, variațiile tensiunii de drenă determinînd variații ale sarcinii din canal, deci și ale curentului de drenă (v. fig. 3.36).

În acest caz se obține o variație practic liniară a conductanței de drenă la saturație în funcție de tensiunea de grilă.

**Schema echivalentă la frecvențe joase și semnal mic.** Procedînd la fel ca la TEC-J (v. § 2.2) rezultatele obținute pînă acum permit deducerea unei scheme echivalente valabilă la frecvențe joase și semnal mic. În fig. 3.37 este indicată această schemă echivalentă presupunînd că baza este legată în c.a. la sursă.

* sau o exprimare practic echivalentă ... de $(U_G - U_P)^2$



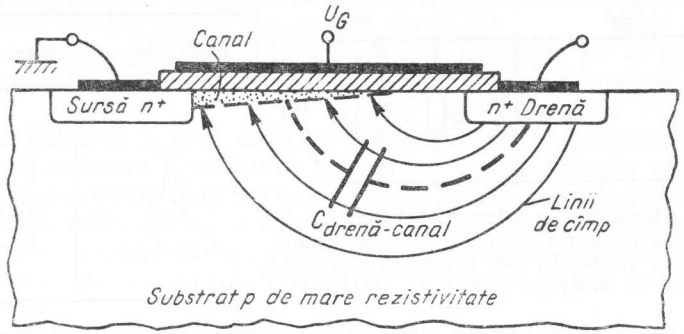



Fig. 3.36. Interacțiunea capacitivă drenă-canal.

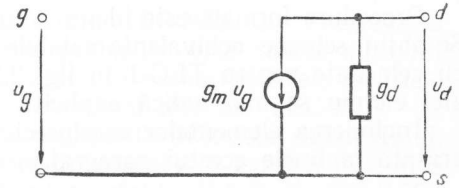



Fig. 3.37. Schemă echivalentă pentru TEC-MIS valabilă la semnal mic și frecvențe joase (s-a presupus comanda doar pe grilă $u_{bs} = 0$)

## 3.5. EFECTE DE FRECVENȚĂ ASUPRA TEC-MIS

### 3.5.1. COMPLETĂRI ALE SCHEMEI ECHIVALENTE DE LA FRECVENȚE JOASE

Schema echivalentă valabilă la frecvențe joase și semnal mic dată în § 3.4.3 și fig. 3.37 poate fi completată ținînd seama de capacitățile ce apar între diverși electrozi, extinzîndu-i astfel domeniul de frecvență în care se poate aplica. Această schemă „completată" este dată în fig. 3.38 presupunînd în continuare pentru simplitate comanda doar pe grilă. În tabelul 3.3 este indicată gama uzuală de valori, pentru TEC-MIS de mică putere, ale elementelor circuitului echivalent din fig. 3.38.

În circuitul echivalent din fig. 3.38 nu s-au mai înclus rezistențele $r_{gd}$ și $r_{gs}$ care apar între grilă și drenă, respectiv grilă-sursă, deoarece valoarea lor fiind foarte mare ($10^{10} - 10^{14}\Omega$), ele se pot neglija.

O deducere directă a schemei echivalente din fig. 3.38 care să includă comanda pe grilă și pe bază și din care să rezulte și dependența valorii capacităților de punctul static de funcționare se poate realiza în cadrul

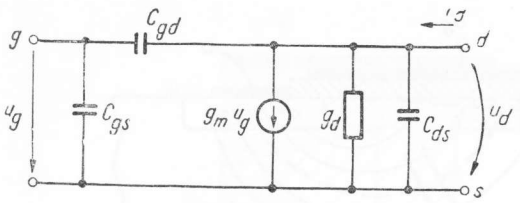



Fig. 3.38. Completarea schemei echivalente de la frecvențe joase cu capacitățile determinate de structura TEC-MIS (s-a presupus comanda doar pe grilă).

*Tabelul 3.4*

| Parametrul | Gama de valori |
|---|---|
| $g_m$ | 0,1 – 10 mA/V |
| $g_d$ | 1 – 50 kΩ |
| $C_{ds}$ | 0,1 – 1 pF |
| $C_{gs}$, $C_{gd}$ | 1 – 10 pF |

aproximației cvasistaționare, considerînd corespondența biunivocă dintre tensiunile și curenții de c.c. și distribuția statică de sarcini din tranzistor [23, 22].

Procedura formală este identică cu cea utilizată la TEC-J (v. § 2.3.1). Se obțin scheme echivalente valabile pentru TEC-MIS intrinsec identice cu cele date pentru TEC-J în fig. 2.20 și fig. 2.21. Din această cauză, aici ele nu se mai indică explicit.

Includerea elementelor extrinseci în schemă și semnificația lor este arătată la finele acestui paragraf.

### 3.5.2. COMPORTAREA TEC-MIS LA FRECVENȚE ÎNALTE

**Frecvența de tăiere a conductanței mutuale.** Utilizînd exact același raționament ca în cazul TEC-J (v. § 2.3.2) rezultă că o dată cu creșterea frecvenței răspunsul TEC-MIS este limitat de timpul de încărcare al capacității de grilă prin rezistența canalului.

La fel se deduce frecvența de tăiere* $f_0$, a conductanței mutuale a tranzistorului intrinsec [22],

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_G} \tag{3.94}$$

unde $C_G$ este capacitatea totală de grilă a tranzistorului intrinsec. Considerînd, pentru simplitate, cazul regiunii liniare, se obține $g_m = \frac{Z}{L}\mu_n C_o U_D$ (v. rel. (3.83), iar $C_G = C_o ZL$. Rezultă pulsația de tăiere $\omega_0$ a conductanței mutuale,

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{\mu_n}{L^2} U_D. \tag{3.95}$$

* Este frecvența la care valoarea conductanței mutuale scade cu 3 *dB* față de valoarea de la joasă frecvență



Pentru regiunea de saturație se obține o expresie de aceeași formă, însă în locul lui $U_D$ apare $U_{Dsat}$ – dat de (3.74).

Ca și pentru cazul TEC-J și la TEC-MIS se constată că o frecvență de tăiere mare implică o mobilitate mare a purtătorilor și lungime mică a canalului.

*Obs.* : *1* Valoarea $f_0$ dată de (3.94) corespunde părții intrinseci a tranzistorului. O estimare a ordinului de mărime pentru valorile uzuale ale parametrilor ce intervin în (3.94) indică pentru $f_0$ valori de sute-mii de MHz. Experimental, astfel de valori nu se obțin în mod curent, pentru exemplarele de serie, ceea ce arată că elementele extrinseci – capacități, rezistența de sursă, etc. au un rol determinant în performanțele de frecvență ale TEC-MIS.

Performanțele de frecvență ale TEC-MIS sînt mult mai convenabil caracterizate de mărimea $g_m/C_G$ cu condiția ca pentru $g_m$ și $C_G$ să se înlocuiască datele de catalog.

**Proprietăți generale de semnal mic ale TEC-MIS.** *a) Tranzistorul intrinsec.* Deoarece modul de tratare al problemei este foarte apropiat de cel folosit la TEC-J, în continuare se indică numai punctele esențiale în abordarea proprietăților generale de semnal mic ale TEC-MIS.

Pentru simplitate se va considera neglijabilă influența substratului. Ca și la TEC-J, în analiza performanțelor de semnal mic, canalul TEC-MIS se consideră ca o linie de transmisie *RC* cu constante distribuite (fig. 3.39). Schema echivalentă a unei secțiuni $\Delta x$ este indicată în fig. 3.40. Ecuațiile care descriu relațiile între tensiuni și curenți pentru o secțiune $\Delta x$ sînt:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -r(u)\, i \tag{3.96}$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = -c(u)\frac{\partial u}{\partial t}. \tag{3.97}$$

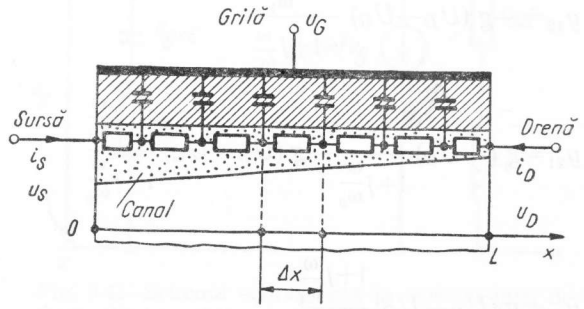



Fig. 3.39. TEC-MIS ca linie *RC* cu constante distribuite.

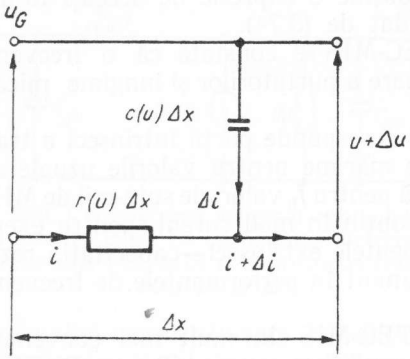



Fig. 3.40. Schema echivalentă a unei secțiuni $\Delta x$ a liniei.

Rezistența și capacitatea canalului pe unitatea de lungime sînt date de

$$\frac{1}{r(u)} = \frac{Z}{L}\mu_n C_o (u_G - U_P - u) \tag{3.98}$$

$$c(u) = ZC_o. \tag{3.99}$$

Utilizînd pentru integrarea ecuațiilor (3.96) și (3.97) metoda utilizată în § 2.3.2. se obțin, în cadrul aproximației de ordinul întîi, următoarele expresii pentru parametrii $y$ în conexiunea cu sursa comună ($SC$):

$$y_{11} = g(-U_G)\frac{j\frac{\omega}{\omega_2}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} + g(U_D - U_G)\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{3.100}$$

$$y_{12} = -g(U_D - U_G)\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{3.101}$$

$$y_{21} = g(-U_G)\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} - g(U_D - U_G)\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{3.102}$$

$$y_{22} = g(U_D - U_G)\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_1}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \tag{3.103}$$



unde s-a utilizat notația

$$g(U - U_G) = \frac{Z}{L}\mu_n C_o (U_G - U_P - U) \tag{3.104}$$

În aceste relații $\omega_0$, $\omega_1$, $\omega_2$ sînt frecvențe caracteristice, a căror mărime depinde de tensiunile de c.c. de sursă, drenă și grilă. Expresiile care dau aceste dependențe sînt complicate [34], expresii mai simple obținîndu-se pentru regiunea de saturație, astfel:

$$\frac{1}{\omega_0} = \frac{4}{15}\frac{L^2}{\mu_n}\frac{1}{U_G - U_P} \tag{3.105}$$

$$\frac{1}{2\omega_1} = \frac{1}{\omega_2} = \frac{2}{3}\frac{L^2}{\mu_n}\frac{1}{U_G - U_P}. \tag{3.106}$$

Relațiile (3.100)...(3.103) conduc la schema echivalentă indicată în fig. 3.41. Elementele acestei scheme sînt date de relațiile

$$\frac{1}{\omega_0} = r_{gsi}C_{gsi} = r_{gdi}C_{gdi} = \frac{L_i}{r_{dsi}} \tag{3.107}$$

$$r_{gsi} = \frac{\omega_2}{\omega_0}\frac{1}{G(-U_G)}$$

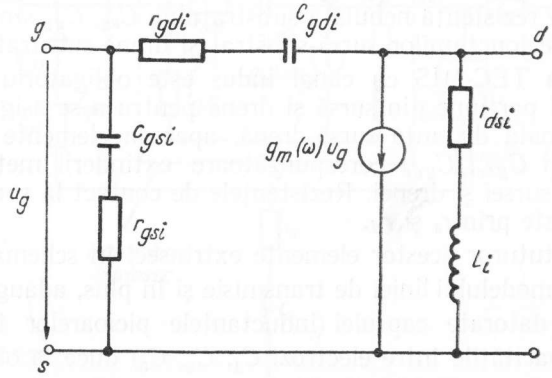



Fig. 3.41. Schema echivalentă la semnal mic, dedusă din considerarea TEC-MIS cu linie $RC$ cu constante distribuite (s-a presupus comanda doar pe grilă).

$$r_{gdi}=\frac{\omega_1}{\omega_0}\frac{1}{g\,(U_D-U_G)}=r_{dsi}\frac{1}{\omega_0}$$

$$g_m=[g\,(-U_G)-g\,(U_D-U_G)]\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_0}},$$

indicele „*i*" semnificînd elemente intrinseci.

Din circuitul echivalent dedus pe baza parametrilor $y$, rezultă o frecvență de tăiere a conductanței mutuale

$$f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}$$

unde $\omega_0$ este dat de relația (3.105). Deoarece în analiza de mai sus s-a presupus influența sarcinilor din volum neglijabilă, rezultă $U_G-U_P\simeq U_{Dsat}$ (v. § 3.4.2). Comparînd relațiile (3.105) și (395) se observă că estimarea pulsației de tăiere $\omega_0$ din considerente fizice, intuitive, conduce la un rezultat de 15/4 ori mai mic decît cel dat de calculul exact.

*b*) *Elemente extrinseci în schema echivalentă.* Structura reală a TEC-MIS și elementele extrinseci asociate acesteia sînt prezentate în fig. 3.42, *a*.

Capacitățile $C_{s1}$, $C_{g1}$, $C_{d1}$ sînt date de metalizările (pentru sursă, grilă, drenă) care se extind deasupra oxidului peste substrat. În serie cu ele apar rezistențele $r_{se}$, $r_{ge}$, $r_{de}$ (valori uzuale de ordinul zeci de ohmi) determinate de rezistența nenulă a substratului. $C_{s2}$, $C_{d2}$ sînt capacitățile corespunzătoare joncțiunilor sursă-substrat și drenă-substrat.

Deoarece la TEC-MIS cu canal indus este obligatoriu ca grila să acopere o mică porțiune din sursă și drenă pentru a se asigura existența canalului pe toată distanța sursă-drenă, apar ca elemente extrinseci și două capacități $C_{gse}$, $C_{gde}$ corespunzătoare extinderii metalizării grilei peste regiunea sursei și drenei. Rezistențele de contact la sursă și drenă sînt materializate prin $r_s$ și $r_d$.

Includerea tuturor acestor elemente extrinseci în schema echivalentă dedusă pe baza modelului liniei de transmisie și în plus, adăugarea elementelor parazite datorate capsulei (inductanțele picioarelor tranzistorului $L_s$, $L_g$, $L_d$, capacitățile între electrozi $C_1$, $C_2$, $C_3$) duce la obținerea unei „*scheme echivalente complete*" (v. § 3.4.2, *b*) valabilă pînă la frecvențe de ordinul 1 000 MHz. Această schemă echivalentă are o formă foarte apropiată de cea dată pentru TEC-J (v. fig. 2.28).

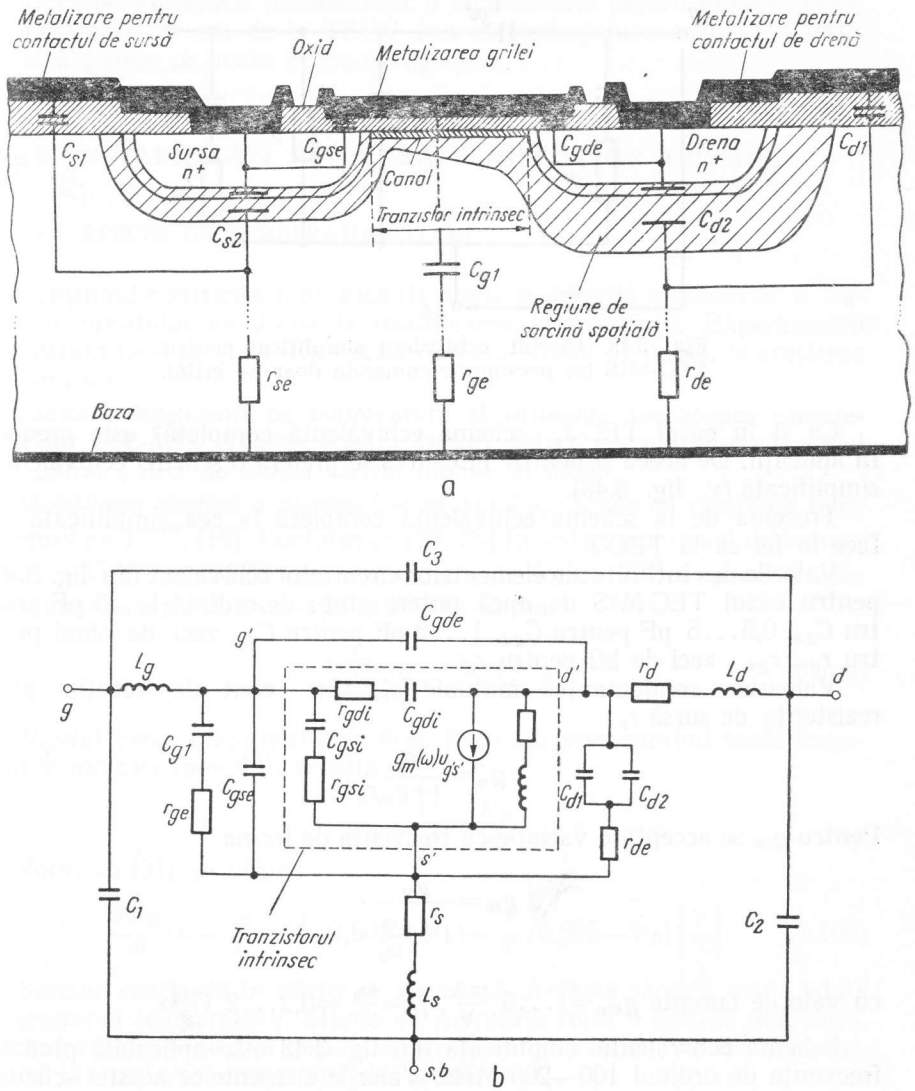



Fig. 3.42. TEC-MIS :
*a* — structura reală ; *b* — circuitul echivalent complet pentru TEC-MIS.

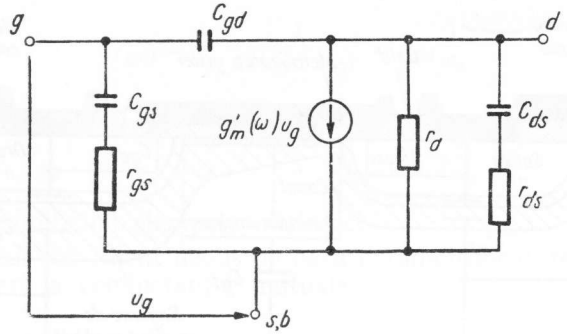



Fig. 3.43. Circuit echivalent simplificat pentru TEC-MIS (se presupune comanda doar pe grilă).

Ca și în cazul TEC-J, „schema echivalentă completă" este greoaie în aplicații. De aceea și pentru TEC-MIS se preferă o schemă echivalentă simplificată (v. fig. 3.43).

Trecerea de la schema echivalentă completă la cea simplificată se face la fel ca la TEC-J.

Valorile des întîlnite ale elementelor circuitului echivalent din fig. 3.43 pentru cazul TEC-MIS de mică putere sînt: de ordinul 1...5 pF pentru $C_{gs}$, 0,5...5 pF pentru $C_{gd}$, 1...2 pF pentru $C_{ds}$, zeci de ohmi pentru $r_{ds}$, $r_{gs}$, zeci de kΩ pentru $r_d$.

Valoarea conductanței mutuale $g'_m$ ține cont de reacția prin rezistența de sursă $r_s$

$$g'_m = \frac{g_m}{1+g_m r_s},$$

Pentru $g_m$ se acceptă o variație cu frecvența de forma

$$g_m = \frac{g_m}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}.$$

cu valorile curente $g_{m0}=1...5\ \frac{\text{mA}}{\text{V}}$, $f_0=\frac{\omega_0}{2\pi}=0{,}2...2$ GHz.

Schema echivalentă simplificată din fig. 3.43 este aplicabilă pînă la frecvențe de ordinul 100—200 MHz. Valorile elementelor acestei scheme echivalente se pot deduce prin măsurarea dependentei parametrilor $y$ cu frecvența sau din datele de catalog.



Alura de variație a parametrilor $y$ cu frecvența pentru TEC-MIS este asemănătoare cu cea de la TEC-J (un exemplu pentru cazul TEC-MIS de mică putere se poate vedea în fig. 5.4).

## 3.6. INSTABILITĂȚI ALE CARACTERISTICILOR TEC-MIS

### 3.6.1. EFECTE DE TEMPERATURĂ [30,31]

Menținînd constantă tensiunea de drenă și de grilă se observă o variație a curentului de drenă la modificarea temperaturii. Experimental se constată fie o creștere, fie o scădere a curentului de drenă, la creșterea temperaturii.

**Factorii dependenți de temperatură și influența lor asupra caracteristicilor TEC-MIS.** Analiza acestor factori se face presupunînd că oxidul este „curat", deci nu există sarcini mobile în oxid.

*Mobilitatea efectivă a purtătorilor în canal* $\mu_n$. Scade cu creșterea temperaturii ca $T^{-3/2}$, [19]. Conform cu [30, 25] în intervalul uzual de temperaturi —55 °C ... +125 °C o aproximare de forma $T^{-1}$ se pare că este mai bună. Acceptînd o variație în $T^{-1}$ se obține

$$\frac{1}{\mu_n}\frac{\mathrm{d}\mu_n}{\mathrm{d}T} = -\frac{1}{T}\ [^\circ\text{C}^{-1}]. \tag{3.108}$$

*Nivelul Fermi* (exprimat prin $\Phi_B$). Din (3.2) presupunînd toate impuritățile ionizate ($p=N_A$), rezultă

$$\Phi_B = \frac{kT}{q}\ln\frac{N_A}{n_i}.$$

Conform cu [31] se obține

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_B}{\mathrm{d}t} = -\frac{3k}{2q} - \frac{1}{T}(0{,}605 - \Phi_B) - \frac{1}{T}(0.605 - \Phi_B)\left|\frac{\text{V}}{^\circ\text{C}}\right|. \tag{3.109}$$

*Sarcina conținută în stările de suprafață.* Această sarcină scade odată cu creșterea temperaturii. Stările de suprafață reține o sarcină mai mică, diferența față de sarcină inițială apare ca sarcina mobilă în canal contribuind la creșterea curentului de drenă.

În TEC-MIS moderne, dată fiind densitatea redusă a stărilor de suprafață, acest efect se poate neglija.

*Sarcina de la suprafață* $Q_{ss}$ și *diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor* $\Phi_{ms}$. Aceasta se consideră independente de temperatură [1].

Influența factorilor dependenți de temperatură asupra TEC-MIS va fi analizată separat pentru cazul lucrului în regiunea de saturație și pentru cazul lucrului în regiunea liniară, dat fiind faptul că TEC-MIS este cel mai des utilizat tocmai în aceste regiuni.

**Efectul temperaturii asupra caracteristicilor TEC-MIS în regiunea de saturație** [31]. Efectul temperaturii se descrie în acest caz prin variația tensiunii de grilă $\frac{dU_G}{dT}$ necesară pentru menținerea curentului de drenă $I_{Dsat}$ constant. Ținînd seama de mărimile dependente de temperatură din expresia (3.64) $I_{Dsat}$ se poate scrie:

$$\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial T}=0=\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial \mu_n}\frac{d\mu_n}{dT}+\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial U_G}\frac{dU_G}{dT}+\frac{I_{Dsat}}{\Phi_B}\frac{d\Phi_B}{dT} \tag{3.110}$$

Din (3.64) se obține

$$\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial \mu_n}\frac{d\mu_n}{dT}=I_{Dsat}\frac{1}{\mu_n}\frac{d\mu_n}{dT}. \tag{3.111}$$

Din (3.64) și (3.81) rezultă

$$\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial U_G}\frac{dU_G}{dT}=g_{msat}\frac{dU_G}{dt}, \tag{3.112}$$

La fel din (3.64), (3.74) și (3.85) se găsește

$$\frac{\partial I_{Dsat}}{\partial \Phi_B}\frac{d\Phi_B}{dt}=g_{msat}\frac{d\Phi_B}{dt}\left[1-2\frac{U_G-U_P}{U_{Dsat}}\right].$$

Înlocuind expresiile de mai sus în (3.109) se obține

$$\frac{dU_G}{dT}=-\frac{I_{Dsat}}{g_{msat}}\frac{1}{\mu_n}\frac{d\mu_n}{dT}-\frac{d\Phi_B}{dt}\left[1-2\frac{U_G-U_P}{U_{Dsat}}\right]. \tag{3.113}$$

Utilizînd (3.88) cu $n=2$, (3.111) și (3.109), expresia (3.113) capătă forma:

$$\frac{dU_G}{dT}=\frac{2}{T}(U_G-U_P)-\frac{0{,}605-\Phi_B}{T}\left[2\frac{U_G-U_P}{U_{Dsat}}-1\right] \tag{3.114}$$



Din (3.114) se constată că este posibilă realizarea unui coeficient de temperatură nul pentru curentul de drenă, pentru o tensiune $U_{GZ}$ care anulează expresia (3.115). O relație aproximativă pentru valoarea $U_{GZ}$ poate fi dedusă considerînd $U_{Dsat}\sim U_G-U_P$.

Întrucît $\Phi_B$ este de ordinul 0,2 — 0,4 V pentru dotările uzuale ale substratului, rezultă $U_{GZ}$ foarte apropiat de $U_P$. Deoarece pentru tensiuni de grilă apropiate de tensiunea de tăiere conductanța mutuală are o valoare mică, punctul static de funcționare se stabilește de obicei la o tensiune de grilă $U_G>U_{GZ}$, obținîndu-se $dU_G/dT\neq 0$, de ordinul mV/ °C.

Pentru scopuri practice este utilă și relația aproximativă [33]

$$\frac{dU_G}{dT}=(2\ldots 6)-2{,}5\,(U_G-U_P)\quad\left[\frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}\right], \tag{3.115}$$

bine verificată experimental, unde $U_P$ este tensiunea de prag extrapolată. Important de reținut este caracterul liniar al variației derivei cu $U_G-U_P$.

**Efectul temperaturii asupra caracteristicilor TEC-MIS în regiunea liniară** [30]. Efectul temperaturii se descrie pentru funcționarea în această regiune prin variația conductanței canalului — (v. 3.92).

Din (3.92) se obține direct

$$\frac{1}{g_{dlin}}\frac{dg_{dlin}}{dT}=-\frac{1}{\mu_n}\frac{d\mu_n}{dT}+\frac{1}{U_G-U_P}\frac{dU_P}{dT}. \tag{3.116}$$

Referindu-ne la expresia (3.69) pentru $U_P$, se determină

$$\frac{dU_P}{dT}=\frac{d\Phi_B}{dt}\left[2-\frac{1}{C_o}\frac{Q_{Bo}}{2\Phi_B}\right]. \tag{3.117}$$

Cu (3.108), (3.117), relația (3.116) devine

$$\frac{1}{g_{dlin}}\frac{dg_{dlin}}{dT}=-\frac{1}{T}-\frac{1}{T}\frac{0{,}605-\Phi_B}{U_G-U_P}\left[2-\frac{1}{C_o}\frac{Q_{Bo}}{2\Phi_B}\right]\quad[^\circ\text{C}^{-1}]. \tag{3.118}$$

Din (3.118) se constată că este posibilă obținerea unui coeficient de variație cu temperatura negativ, nul sau pozitiv, în funcție de valoarea tensiunii de grilă.

Relațiile (3.115) și (3.118) conțin o serie de parametri în general necunoscuți celui ce utilizează dispozitivul. În general, pentru caracterizarea evoluției caracteristicilor TEC-MIS cu temperatura nu mai este posibil să se obțină formule simple ca la TEC-J. Din aceste cauze se preferă o

determinare experimentală pentru fiecare caz, urmărindu-se obținerea unor relații care caracterizează dependența de temperatură, de forma relațiilor deduse teoretic (3.115) sau (3.118).

### 3.6.2. EFECTE DETERMINATE DE CIMPUL ELECTRIC DIN OXID

Aceste efecte apar numai dacă în oxid există sarcini mobile. Sub acțiunea cîmpului electric se produce o redistribuire a sarcinii mobile din oxid determinînd modificări importante ale tensiunii de prag, deci ale curentului de drenă, parametrilor de semnal mic etc. Fenomenele care au loc, precum și modalitățile de evitare a instabilității determinate de sarcinile mobile, sînt identice cu cele descrise în § 3.3.3.

## 3.7. STADIUL ACTUAL AL TEHNOLOGIEI DISPOZITIVELOR MIS

### 3.7.1. TEHNOLOGIA STANDARD

Tehnologia actuală de fabricație a TEC-MIS a ajuns la o variantă standard utilizată cu mici deosebiri de toți fabricanții de dispozitive MIS.

Caracteristic versiunii standard este utilizarea siliciului ca substrat și a bioxidului de siliciu ca izolator.

Pentru a ilustra această versiune standard, în fig. 3.44 se indică principalele etape ale procesului tehnologic de fabricație a unui TEC-MOS cu canal $n$ :

*1*) Materialul inițial, siliciu de tip $p$.

*2*) Oxidare, pentru obținerea unui strat de oxid, suficient de gros, care să servească ulterior ca mască pentru difuzia zonelor sursei și drenei.

*3*) Acoperire cu fotorezist. Fotorezistul este o emulsie fotosensibilă care își modifică proprietatea de solubilitate în diverși solvenți, devenind practic insolubilă, sub influența iradierii cu lumină ultravioletă.

*4*) Prin intermediul unei măști fotografice $M_1$, se iradiază fotorezistul cu lumină ultravioletă.

*5*) Se îndepărtează prin dizolvare fotorezistul care nu a fost iluminat. Cu ajutorul unei soluții de corodare, care atacă numai bioxidul de siliciu, în stratul de oxid se corodează ferestre în locurile neacoperite cu fotorezist.

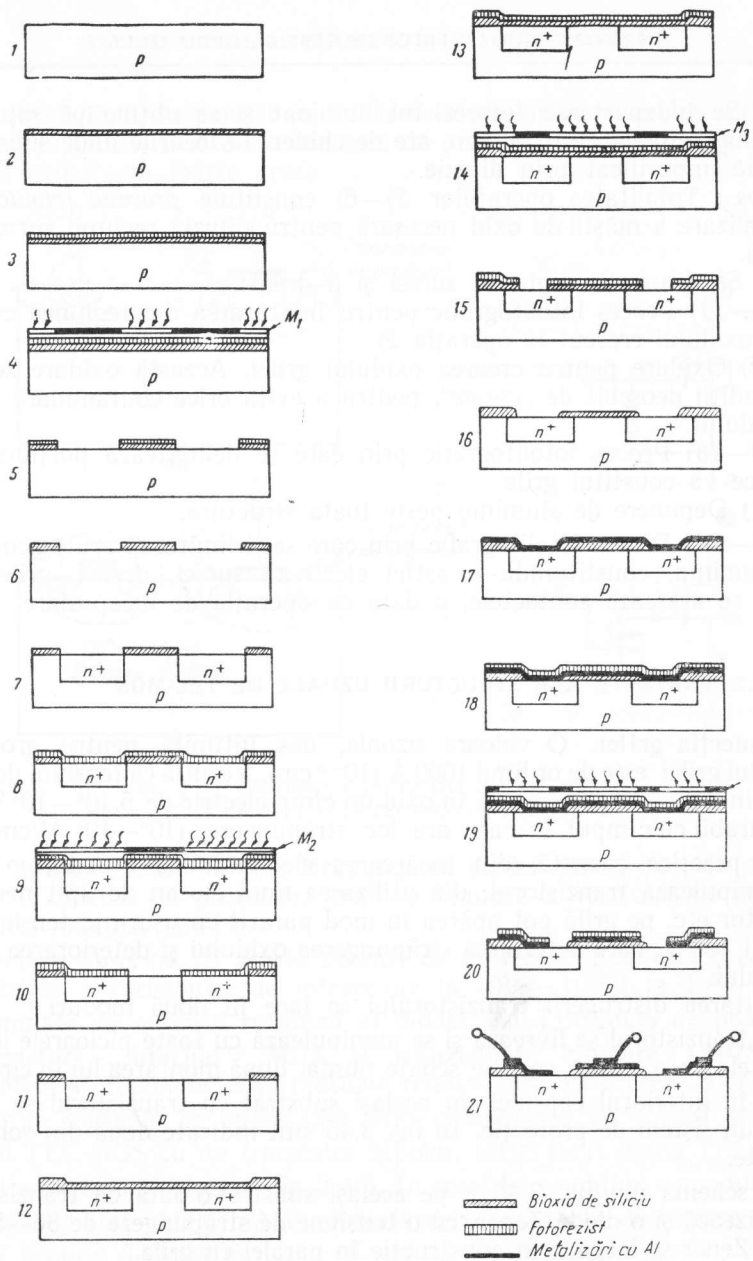



Fig. 3.44. Etapele procesului tehnologic de fabricare a unui TEC-MIS cu canal $n$.

*6*) Se îndepărtează fotorezistul iluminat și se obține pe suprafața siliciului o mască de oxid, care are deschideri în locurile unde substratul trebuie impurificat prin difuzie.

*Obs.*: Totalitatea operațiilor *2*)—6) constituie *procesul fotolitografic* de realizare a măștii de oxid necesară pentru difuzia regiunii sursei și a drenei.

*7*) Se difuzează regiunea sursei și a drenei.

*8*)—*11*) Proces fotolitografic pentru înlăturarea din regiunea canalului a oxidului crescut la operația *2*).

*12*) Oxidare pentru crearea oxidului grilei. Această oxidare se face în condiții deosebit de „*curate*", pentru a evita orice contaminare ionică a oxidului.

*13*—*16*) Proces fotolitografic prin care se delimitează porțiunea de oxid ce va constitui grila.

*17*) Depunere de aluminiu peste toată structura.

*18*—*21*) Proces fotolitografic prin care se delimitează ariile acoperite cu aluminiu, constituindu-se astfel electrozii sursei, drenei, grilei. La sfîrșit se atașează contactele, o dată cu operația de incapsulare.

### 3.7.2. VARIANTE ALE STRUCTURII UZUALE DE TEC-MOS

**Protecția grilei**. O valoare uzuală, des întîlnită pentru grosimea oxidului grilei este de ordinul 1000 Å ($10^{-5}$ cm). Rezultă că tensiuni de grilă de ordinul 50—100 V, creează în oxid un cîmp electric de $5.10^6$—$10^7$ V/cm, comparabil cu cîmpul la care are loc străpungerea ($10^6$—$10^7$ V/cm).

În practica curentă, din încărcarea electrostatică a hainelor celui ce manipulează tranzistorul, din utilizarea unui ciocan de lipit necorespunzător etc. pe grilă pot apărea în mod parazit cu ușurință tensiuni de ordinul 100 V, care determină străpungerea oxidului și deteriorarea tranzistorului.

Evitarea distrugerii tranzistorului se face în două moduri:

— tranzistorul se livrează și se manipulează cu toate picioarele legate între ele cu o sîrmă, care se scoate numai după montarea lui în circuit;

— în interiorul capsulei, în același substrat cu tranzistorul se realizează un sistem de protecție. În fig. 3.45 sînt indicate două din soluțiile utilizate.

În schema din fig. 3.45, *a* pe același substrat o dată cu tranzistorul se realizează și o diodă Zener, cu o tensiune de străpungere de 30—50 V. Dioda Zener se leagă prin construcție în paralel cu grila.



În fig. 3.45, *b*, în paralel cu intrarea este realizat pe același substrat un alt TEC-MOS, însă cu o tensiune de prag foarte mare, de 50-—60 V (oxidul grilei este foarte gros).

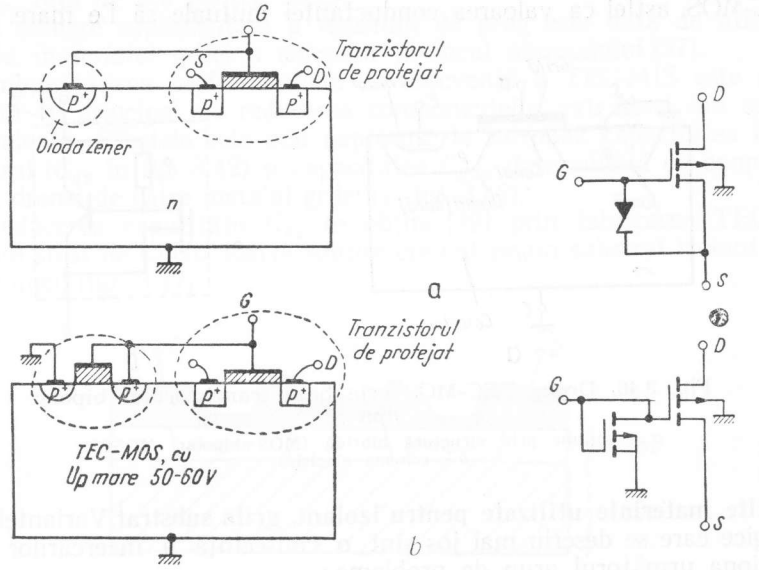



Fig. 3.45. Realizarea protecției la TEC-MOS:
*a* — cu diodă Zener; *b* — cu TEC-MOS cu strat gros de oxid.

În ambele cazuri fie prin străpungerea diodei Zener, fie prin deschiderea TEC-MOS de protecție, apare o limitare a tensiunii de grilă la valoarea maximă admisă.

Trebuie observat că aceste sisteme de protecție conduc la o scădere apreciabilă a rezistenței de intrare (de la $10^{12}$ — $10^{14}$ Ω la $10^9$—$10^{10}$ Ω) determinată de curenții reziduali ai diodei sau TEC-MOS de protecție.

**Structuri „hibride" MOS și tranzistoare bipolare (MOS-BI)** TEC-MOS au o conductanță mutuală relativ mică. Creșterea valorii conductanței mutuale se poate face prin combinarea pe același substrat a unui TEC-MOS cu un tranzistor bipolar, astfel încît drena TEC să fie baza tranzistorului bipolar (fig. 3.46). În acest fel se obține o conductanță mutuală de 100—1 000 mA/V, dublată de o rezistență de intrare foarte mare, proprie TEC-MOS.

Relativ la structura din fig. 3.46, se observă că apare și o rezistență $R$ realizată în același substrat cu TEC-MOS și tranzistorul bipolar, care are rolul de a asigura un curent în punctul static suficient pentru TEC-MOS, astfel ca valoarea conductanței mutuale să fie mare.

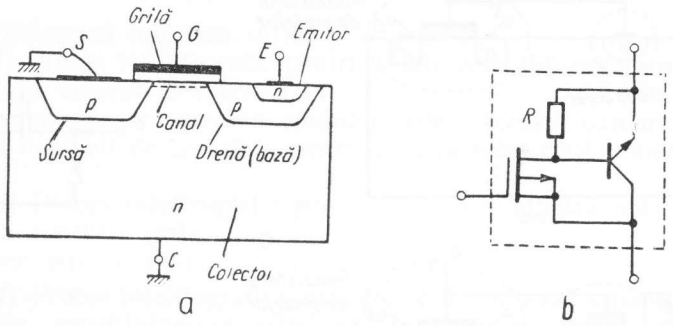



Fig. 3.46. Drena TEC-MOS este baza tranzistorului bipolar *npn* :
*a* — secțiune prin structură hibridă (MOS+bipolar, MOSBI);
*b* — schema electrică.

**Alte materiale utilizate pentru izolant, grilă substrat.** Variantele tehnologice care se descriu mai jos sînt o consecință a încercărilor de a soluționa următorul grup de probleme :

*1*) Realizarea de TEC-MIS cu caracteristici stabile, prin eliminarea efectelor date de sarcinile din oxid.

*2*) Realizarea de TEC-MIS cu tensiune de prag cît mai scăzută (în acest fel circuitele integrate MIS devin compatibile cu circuitele integrate bipolare fără a mai fi nevoie de interfețe de cuplare).

*3*) Realizarea de TEC-MIS cu performanțe de frecvență ridicate.

Cronologic prima problemă legată de realizarea tehnologică a TEC-MIS a fost obținerea unor caracteristici stabile.

Soluțiile consistă din utilizarea unei tehnologii „*curate*" sau a unor noi izolanți pentru grilă [38, 39], insensibili la contaminarea ionică, cum ar fi nitrura de siliciu $Si_3N_4$ sau alumina $Al_2O_3$. Deoarece creșterea sau depunerea directă a $Si_3N_4$, sau $Al_2O_3$ pe suprafața siliciului determină valori excesiv de mari pentru sarcina din stările de suprafață se recurge la realizarea unei structuri compuse, crescîndu-se mai întîi un strat subțire de $SiO_2$, interfața Si—$SiO_2$ avînd proprietăți convenabile și reproductibile. Se obțin în acest fel structuri MNOS (*m*etal-*n*itrură-*o*xid-semiconductor) și MAOS (*m*etal-*a*lumină-*o*xid-semiconductor).



Utilizarea acestor dielectrici duce și la obținerea de tensiuni de prag mai scăzute și de valori mai mari pentru conductanța mutuală dată fiind permitivitatea dielectrică relativă mai mare (7,5 pentru $Si_3N_4$, 9 pentru $Al_2O_3$, față de 3,9 pentru $SiO_2$).

O scădere suplimentară a tensiunii de prag este dată de utilizarea pentru materialul grilei a siliciului în locul aluminiului [37].

Îmbunătățirea performanțelor de frecvență a TEC-MIS este determinată în principal de reducerea componentelor extrinseci din schema echivalentă. Efectele cele mai neplăcute le introduc capacitatea drenă-substrat ($C_{d2}$ în fig. 3.42) și capacitatea $C_{gde}$ determinată de acoperirea zonei drenei de către metalul grilei (v. fig. 3.42).

Reducerea capacității $C_{d2}$ se obține [39] prin fabricarea TEC-MIS într-un strat de siliciu foarte subțire crescut pe un substrat izolant (safir sau spinel) (fig. 3.47).

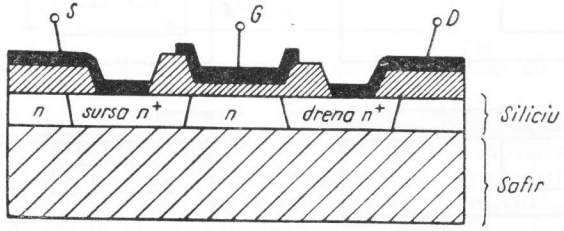



Fig. 3.47. Secțiune printr-o structură de TEC-MOS pe safir (SOS).

Această versiune tehnologică este cunoscută în literatura de limbă engleză sub numele de SOS (silicon on saphirre).

Comparînd fig. 3.47 cu fig. 3.42, *a* se observă că în construcția cu substrat izolant (fig. 3.47) capacitatea $C_{d2}$ este determinată în esență numai de aria laterală a zonei drenei, fiind mult mai mică față de cazul construcției cu substrat semiconductor (fig. 3.42, *a*) unde o mare parte din capacitatea $C_{d2}$ este determinată de aria fundului zonei drenei.

Capacitatea $C_{gde}$ se poate reduce printr-o potrivire cît mai exactă a poziției metalizării grilei față de regiunea drenei. O posibilitate de realizare a acestei potriviri [38, 40] este utilizarea unor măști de metale refractare (W, Mo) în locul măștii de oxid – pentru difuzia zonei de sursă și de drenă, măști care servesc totodată și ca electrod de grilă. Acest sistem este cunoscut sub numele de autoaliniere a grilei („self-aligned gate" – în limba engleză).

**Structuri complementare** [41, 43]. Realizarea unor tranzistoare complementare (cu canal *n* și cu canal *p*) pe același substrat asigură performanțe deosebite pentru circuitele integrate digitale (consum de putere redus, viteză mare).

Principalele etape ale procesului tehnologic de obținere a unei structuri complementare sînt următoarele (v. fig. 3.48):

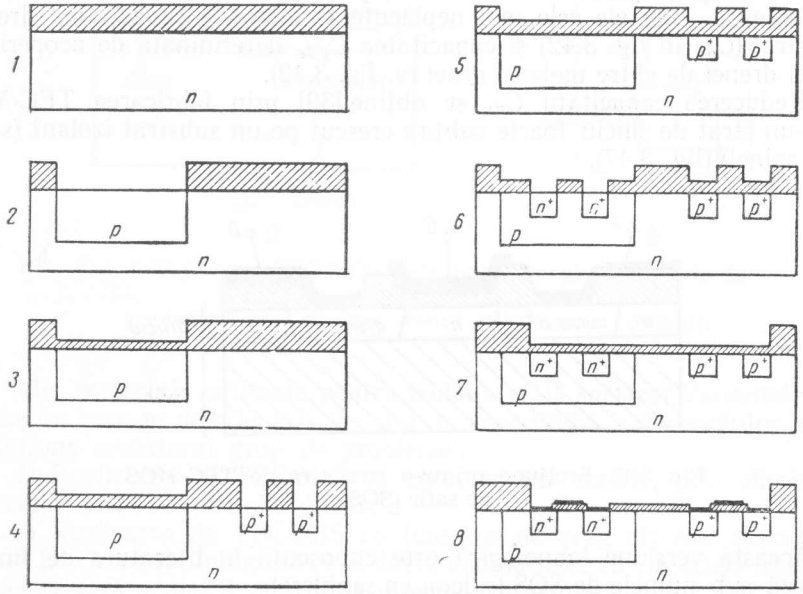



Fig. 3.48. Etapele procesului tehnologic de fabricație a TEC-MOS complementare.

*1*) Oxidarea materialului inițial, de tip *n*.

*2*) Difuzia unei insule de tip *p*, precedată de un proces fotolitografic prin care se deschide în oxid fereastra prin care se face difuzia.

În această insulă de tip *p* se va realiza tranzistorul cu canal *n*.

*3*) Reoxidare.

*4*) Proces fotolitografic și realizarea prin difuzie a zonei de sursă și de drenă a tranzistorului cu canal *p*.

*5*) Reoxidare.



*6*) Proces fotolitografic și realizarea prin difuzie a zonei de sursă și de drenă a tranzistorului cu canal *n*.

*7*) Înlăturarea oxidului care a servit ca mască și creșterea în condiții „*curate*" a oxidului grilei.

*8*) Proces fotolitografic, urmate de realizarea contactelor de drenă, grilă, sursă.

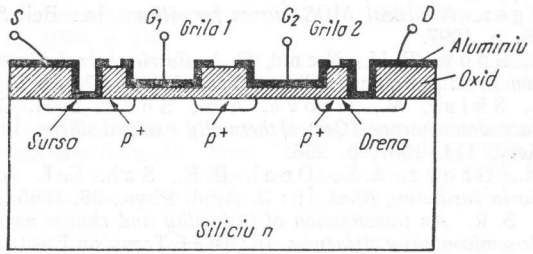



Fig. 3.49. Schema structurii unui TEC-MOS cu două grile de comandă.

**TEC-MOS cu două grile** [42]. Pentru aplicații de radiofrecvență a fost realizată o structură de TEC-MOS cu două grile, echivalentul unei scheme „*cascod*" (v. fig. 3.49). Se observă că de fapt sînt două tranzistoare legate în serie, curentul de drenă fiind controlat independent de ambele tensiuni de grilă. Avantajele oferite de utilizarea acestei structuri sînt legate de zgomotul mic la frecvență înaltă, de insensibilitatea la suprasarcini, de intermodulația foarte redusă (un ordin de mărime mai mic ca la tranzistoarele bipolare).

## BIBLIOGRAFIE

1. Grove, A. S., Deal, B. E., Snow, E. H., Sah, C. T. *Investigation of thermally oxidised silicon surfaces using metal-oxide-semiconductor structures.* În: Solid State Electronics, **8**, 1965, p. 145.
2. Lindner, R. *Semiconductor surface varactor.* Bell Syst. Techn. J., **41**, 1962, p. 803.
3. Garett, C. G. B., Brattain, W. H. *Physical theory of semiconductor surfaces.* În: Phys, Rev., **99** 1955, p. 376.
4. Kingston, R. H., Neustadter, S. F. *Calculation of the space charge, electric field, and free carrier concentration at the surface of a semiconductor.* În: J. Appl. Phys., **26**, 1955, p. 718

CAPITOLUL 4

# AMPLIFICATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ ȘI DE CURENT CONTINUU

## 4.1. TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP CA AMPLIFICATOR

Ca amplificator de joasă frecvență, TEC are cîteva avantaje importante față de tranzistorul bipolar: rezistență de intrare foarte mare, amplificare de curent și de putere mari, stabilitate termică mai bună, caracteristică de transfer statică $I_D(U_{GS})$ pătratică, asigurînd în general distorsiuni mai mici. Ca dezavantaj față de tranzistorul bipolar se poate menționa faptul că, la curenți egali prin cele două dispozitive, TEC are o conductanță mutuală mai mică, ceea ce conduce de obicei la amplificări de tensiune mai mici.

În amplificatoare, TEC este folosit aproape întotdeauna în regimul de saturație (pentodă) a curentului de drenă [1]; în acest regim, caracteristica sa de transfer statică poate fi exprimată, în cazul unui TEC-J sau unui TEC-MIS cu canal inițial, prin relația (2.57):

$$I_D=I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2. \tag{4.1}$$

[1] În consecință, în acest capitol atît $I_D$ cît și $g_m$ se referă la funcționarea TEC în regiunea de saturație și corespund notațiilor $I_{Dsat}$ și $g_{msat}$ folosite în capitolele 2 și 3.



Conductanța sa mutuală variază liniar cu tensiunea de grilă $U_{GS}$:

$$g_m=\left.\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\right|_{U_{DS}=\text{const.}}=-\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)=g_{m0}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right) \tag{4.2}$$

unde

$g_{m0}=-\frac{2I_{DSS}}{U_P}$ este valoarea conductanței mutuale la $U_{GS}=0$.

Aceste relații se verifică experimental foarte bine, practic pentru toate TEC [1,2]. Exponentul din (4.1) are în realitate valori cuprinse între 1,9 și 2,1, dar pentru aproape toate aplicațiile practice, 2 este aproximația optimă.

Luînd, de exemplu, ca valori tipice, $I_{DSS}=12{,}5$ mA și $U_P=-5$ V, se obține la $U_{GS}=0$, $g_{m0}=5$ mA/V, iar la $U_{GS}=-2{,}75$ V, $I_D=2{,}5$ mA, $g_m=2{,}25$ mA/V. Pentru TEC-J de diferite tipuri, $g_{m0}\approx 0.1\ldots 10$ mA/V.

Pentru un TEC-MIS cu canal indus — de exemplu de tip $p$ — funcționînd de asemenea în regim saturat (pentodă), la o tensiune de drenă constantă se poate scrie în mod similar (v. 3.76):

$$I_D=-\frac{\beta}{2}(U_G-U_P)^2 \tag{4.3}$$

respectiv

$$g_m=-\beta(U_G-U_P)=\frac{2I_D}{U_G-U_P} \tag{4.4}$$

unde $\beta$ este un parametru constructiv al TEC-MIS. (Vezi cap. 3)

Combinînd relațiile (4.3) și (4.4) rezultă:

$$g_m=\sqrt{2|\beta|}\cdot\sqrt{I_D}. \tag{4.5}$$

Luînd ca valoare tipică $\beta\approx 0{,}8\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$, la $I_D=2{,}5$ mA rezultă $g_m\approx 2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$; valorile uzuale de conductanțe mutuale întîlnite la TEC-MIS destinate a fi utilizate ca amplificatoare, la curenți nedepășind 10 mA, sînt cuprinse între 0,1 și 5 mA/V.

Pentru comparație, în cazul unui tranzistor bipolar

$$g_m=\frac{qI_C}{kT}\approx 40\,I_C. \tag{4.6}$$

La aceeași valoare a curentului, $I_C = 2{,}5$ mA, rezultă $g_m \approx$ $\approx 100$ mA/V, adică o valoare de 40—50 de ori mai mare decît la un TEC.

Așa cum s-a arătat la § 3.4.3, circuitul echivalent al unui TEC ca amplificator de semnal mic de joasă frecvență, în conexiunea cea mai utilizată, cu sursa comună (*SC*) este cel ilustrat în fig. 4.1, *a*. Adesea se poate însă neglija $r_{gs}$, de valoare foarte mare față de valorile uzuale ale rezistențelor surselor de semnal și ale rezistențelor de polarizare și $C_{ds}$, de valoare mică față de capacitățile de sarcină, și se obține circuitul simplificat, pentru joasă frecvență, din fig. 4.1, *b*; ca valori uzuale pentru un TEC amplificator de semnal mic, de joasă frecvență se pot admite $C_{gs} =$ $= 1 \ldots 10$ pF, $C_{gd} = 0{,}5 \ldots 5$ pF, $g_m = 0{,}5 \ldots 5$ mA/V ; $r_{ds} = 10 \ldots 100$ kΩ. Și această ultimă valoare, a rezistenței drenă-sursă, este în general mai mică decît cea a rezistenței corespunzătoare colector-emitor într-un tranzistor bipolar, ceea ce contribuie la obținerea unor amplificări de tensiune mai mici în cazul TEC.

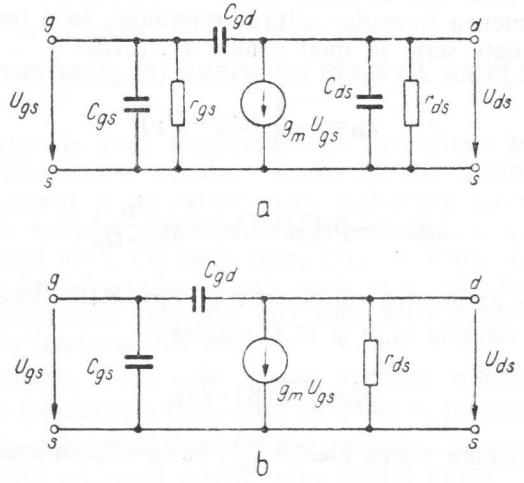



Fig. 4.1. Circuitul echivalent de joasă frecvență al TEC :
*a* — complet ; *b* — simplificat.

Rezistența grilă-sursă, $r_{gs}$, trebuie luată neapărat în considerare numai în cazul amplificatoarelor electrometrice sau în cazul amplificatoarelor cu TEC-J funcționînd la temperaturi mai ridicate, peste 100 °C.



## 4.2. ALEGEREA ȘI STABILIZAREA PUNCTULUI DE FUNCȚIONARE

### 4.2.1. ALEGEREA PUNCTULUI DE FUNCȚIONARE

Alegerea punctului de funcționare al TEC într-un etaj amplificator se poate face pe baza următoarelor considerații :

*a*) *Tensiunea de ieșire maximă posibilă* se obține : alegînd tensiunea de alimentare maximă admisibilă pentru TEC dat ; adoptînd o rezistență de sarcină $R_D$ care să situeze tensiunea de repaus a drenei $U_{DQ}$ la mijlocul intervalului său maxim de variație, limitat superior de $E_{DD}$ și limitat inferior de tensiunea de saturație $U_{Dsat}$, așa cum se arată prin punctul *A* în fig. 4.2, *a* respectiv 4.2, *b*. Pentru un curent de repaus al drenei $I_{DQ}$ dat, va rezulta deci :

$$R_D = \frac{1}{2} \frac{E_{DD} - U_{Dsat}}{I_{DQ}}. \tag{4.6}$$

*b*) *Amplificarea de tensiune maximă* se obține : cu o rezistență de sarcină de valoare mare și alegînd o tensiune de polarizare a grilei mai apropiată de cea de prag $U_P$, pentru a micșora curentul de drenă suficient de mult, încît TEC să aibă o tensiune de repaus la drenă, $U'_{DQ}$ cu puțin mai mare decît tensiunea de saturație $U'_{Dsat}$ corespunzătoare (punctul *B* din fig. 4.2, *a*, *b*).

*c*) *Amplificarea de tensiune maximă cu o rezistență de sarcină mică (de exemplu în cazul unui etaj de bandă largă, v. § 4.3.1) și în același timp distorsiunile de neliniaritate minime* se vor obține alegînd o tensiune de polarizare a grilei care să asigure o conductanță mutuală $g_m$ cît mai mare, respectiv un curent de repaus $I_{DQ}$ cît mai mare, limitat fie de puterea disipată admisibilă a TEC, fie de pericolul polarizării în sens direct a joncțiunii grilă-canal la vîrfurile semnalului (punctul *C* în fig. 4.2, *a*, *b*).

În fig. 4.2, *a* s-au îngroșat porțiunile din caracteristicile dinamice corespunzătoare celor trei regimuri de funcționare.

*d*) *Deriva minimă a curentului de drenă cu temperatura* se poate obține polarizînd TEC la tensiunea de grilă corespunzătoare coeficientului de temperatură zero al curentului $I_D$, adică pentru un TEC-J, $|U_{GSZ}| \approx |U_P| -$ $- 0{,}63$ și $I_{DZ} \approx I_{DSS} \left(\frac{0{,}63}{U_P}\right)^2$ (v. fig. 2.2.4), așa cum se arată prin punctul *Z* în fig. 4.2, *c*.

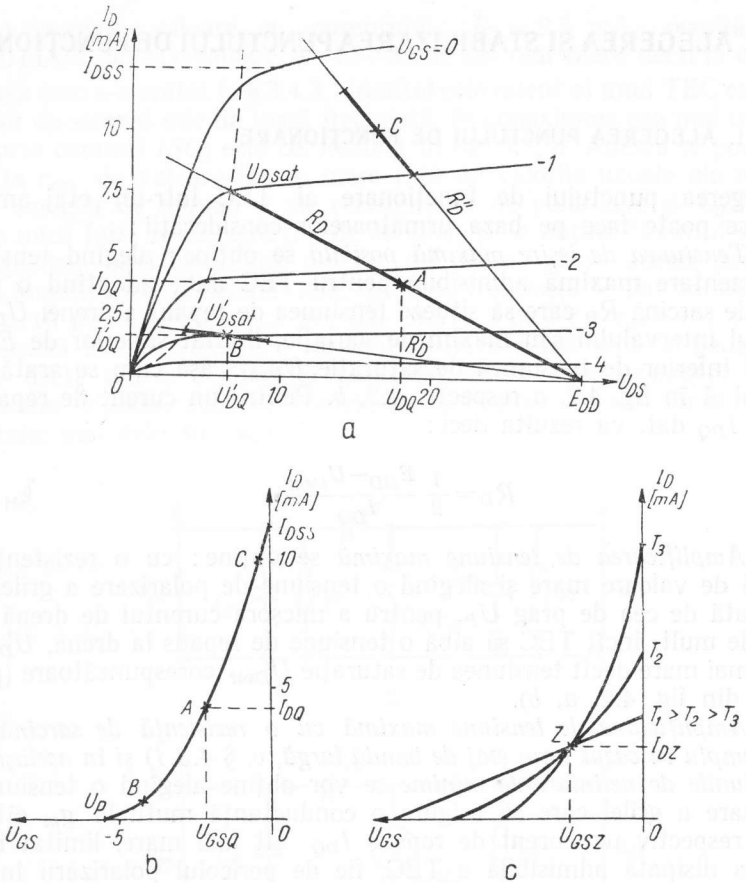



Fig. 4.2. Alegerea punctului de funcționare al unui TEC într-un etaj amplificator :

*a* — în planul $I_D$, $U_{DS}$; *b* — în planul $I_D$, $U_{GS}$ ; *c* — în planul $I_D$, $U_{GS}$, la un curent de drenă independent de temperatură.

Acest punct nu este însă suficient de reproductibil pentru diferitele exemplare de TEC de aceeași fabricație, deoarece au o oarecare împrăștiere pentru $U_P$ și $I_{DSS}$. Determinarea punctului de derivă nulă la TEC-MIS este chiar mai dificilă. Sînt de aceea de preferat în acest scop circuitele de polarizare care stabilizează curentul de drenă prin reacție negativă de curent continuu, așa cum se va arăta în cele ce urmează.



*e) Deriva minimă a curentului de drenă în timp* se obține în cazul TEC-MIS asigurînd o tensiune apropiată de zero între grilă și substrat, o tensiune redusă între drenă și sursă și limite cît mai restrînse de variație a temperaturii.

### 4.2.2. CIRCUITE DE POLARIZARE ȘI STABILIZARE A PUNCTULUI DE FUNCȚIONARE [3, 4, 5]

Cel mai simplu circuit de polarizare pentru un TEC-J sau pentru un TEC-MIS cu canal inițial este circuitul de polarizare automată ilustrat în fig. 4.3, *a*, similar celui folosit curent pentru polarizarea tuburilor electronice.

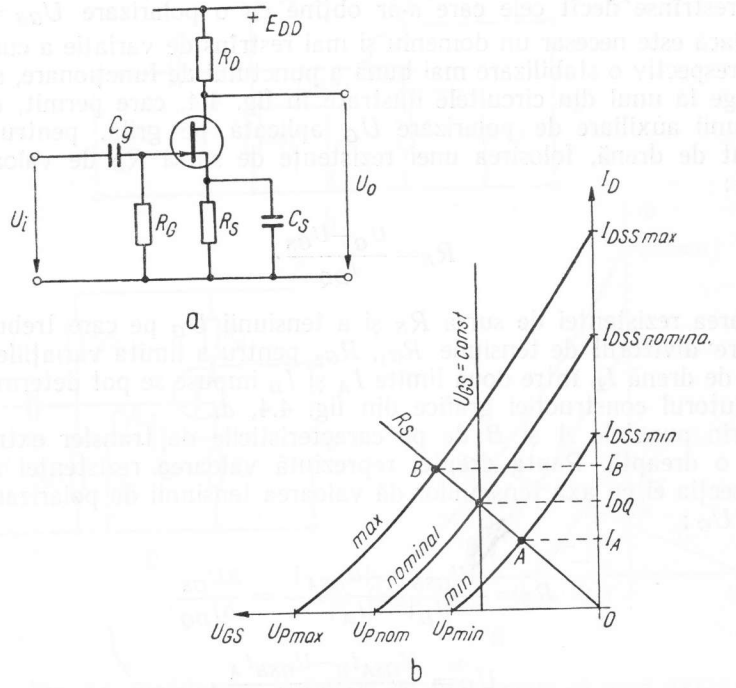



Fig. 4.3. Polarizarea automată a grilei unui TEC-J sau TEC-MIS cu canal inițial :

*a* — circuitul ; *b* — determinarea grafică a împrăștierii punctului de funcționare.

Deoarece curentul de grilă este neglijabil, rezistența din circuitul sursei necesară pentru a obține un anumit curent de repaus $I_{DQ}$ se calculează cu ajutorul relației simple:

$$R_S = -\frac{U_{GS}}{I_{DQ}} \tag{4.7}$$

unde $U_{GS}$ este tensiunea de polarizare corespunzătoare valorii de repaus $I_{DQ}$ dorite, în conformitate cu caracteristica $I_D(U_{GS})$ nominală a TEC dat.

Circuitul asigură într-o anumită măsură și stabilizarea punctului de funcționare față de împrăștierea din fabricație a TEC. Astfel, în fig. 4.3, *b* se arată că, pentru caracteristicile de transfer extreme (max și min) ale diferitelor exemplare de TEC date, cu valoarea $R_S$ calculată, limitele între care se poate situa curentul de drenă sînt $I_A$ și $I_B$, evident mult mai restrînse decît cele care s-ar obține cu o polarizare $U_{GS} = \text{const}$.

Dacă este necesar un domeniu și mai restrîns de variație a curentului $I_{DQ}$ respectiv o stabilizare mai bună a punctului de funcționare, se poate recurge la unul din circuitele ilustrate în fig. 4.4, care permit, datorită tensiunii auxiliare de polarizare $U_G$ aplicată pe grilă, pentru același curent de drenă, folosirea unei rezistențe de sursă $R_S$ de valoare mai mare:

$$R_S = \frac{U_G - U_{GS}}{I_{DQ}}. \tag{4.8}$$

Valoarea rezistenței de sursă $R_S$ și a tensiunii $U_G$ pe care trebuie să o asigure divizorul de tensiune $R_{G1}$, $R_{G2}$ pentru a limita variațiile curentului de drenă $I_D$ între două limite $I_A$ și $I_B$ impuse se pot determina [3] cu ajutorul construcției grafice din fig. 4.4, *d*.

Prin punctele $A$ și $B$ de pe caracteristicile de transfer extreme se duce o dreaptă. Panta dreptei reprezintă valoarea rezistenței $R_S$, iar intersecția ei cu axa tensiunilor dă valoarea tensiunii de polarizare auxiliare $U_G$:

$$R_S = \frac{|U_{GSB}| - |U_{GSA}|}{|I_B| - |I_A|} = \frac{\Delta U_{GS}}{\Delta I_{DQ}} \tag{4.9}$$

$$U_G = \frac{U_{GSA} I_B - U_{GSB} I_A}{|I_B| - |I_A|}. \tag{4.10}$$

Dacă foile de catalog nu conțin caracteristicile de transfer extreme, ci numai valorile limită $I_{DSSmax}$ și $I_{DSSmin}$, de asemenea $U_{Pmax}$ și $U_{Pmin}$,

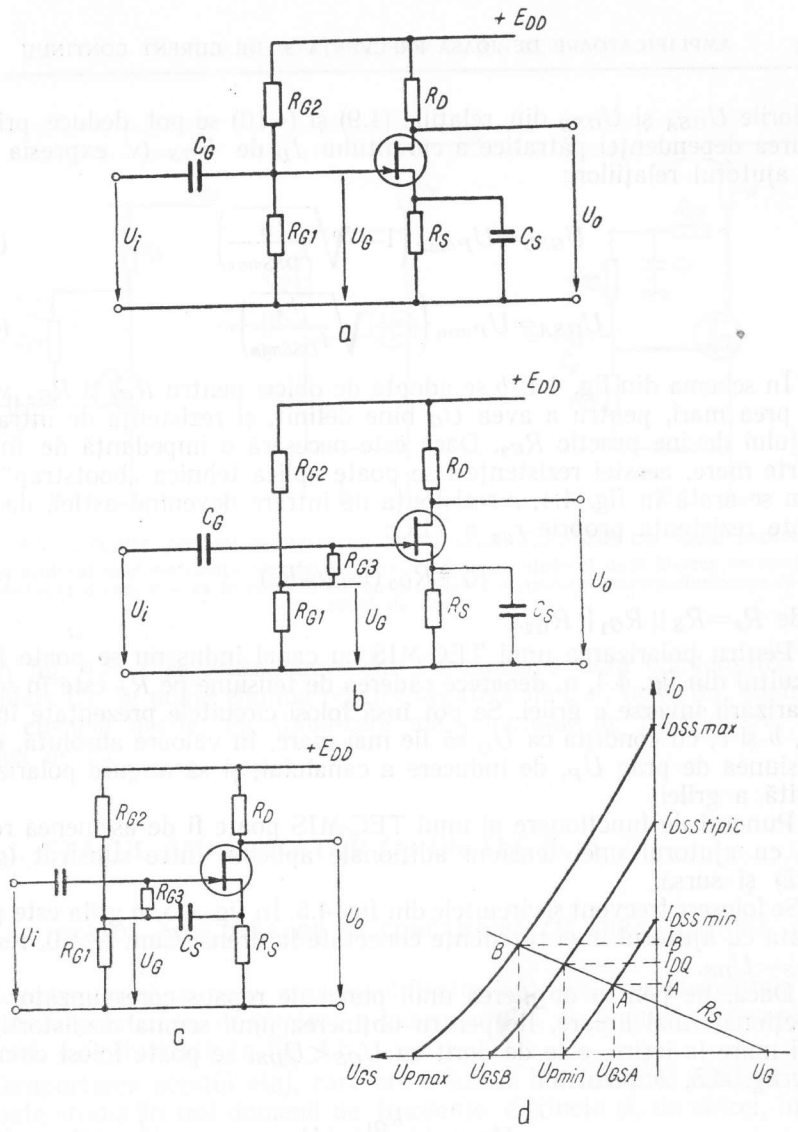



Fig. 4.4. Stabilizarea punctului de funcționare al unui TEC:
*a* — divizor de tensiune simplu la intrare; *b* — divizor de tensiune și rezistență adițională de valoare mare la intrare; *c* — „bootstrap"-area divizorului de tensiune de la intrare pentru obținerea unei rezistențe foarte mari de intrare; *d* — determinarea grafică a rezistenței de sursă $R_S$ și a tensiunii de polarizare $U_G$ necesare pentru stabilizarea punctului de funcționare.

valorile $U_{GSA}$ și $U_{GSB}$ din relațiile (4.9) și (4.10) se pot deduce prin folosirea dependenței pătratice a curentului $I_D$ de $U_{GS}$ (v. expresia (4.1) cu ajutorul relațiilor:

$$U_{GSB}=U_{Pmax}\left(1-\sqrt{\frac{I_B}{I_{DSSmax}}}\right) \tag{4.11}$$

$$U_{GSA}=U_{Pmin}\left(1-\sqrt{\frac{I_A}{I_{DSSmin}}}\right). \tag{4.12}$$

În schema din fig. 4.4. *b* se adoptă de obicei pentru $R_{G1}$ și $R_{G2}$ valori nu prea mari, pentru a avea $U_G$ bine definit, și rezistența de intrare a etajului devine practic $R_{G3}$. Dacă este necesară o impedanță de intrare foarte mare, acestei rezistențe i se poate aplica tehnica „bootstrap", așa cum se arată în fig. 4.4, *c* rezistența de intrare devenind astfel, dacă se omite rezistența proprie $r_{gs}$ a TEC:

$$R_i'=R_{G3}(1+g_mR_s) \tag{4.13}$$

unde $R_s=R_S \parallel R_{G1} \parallel R_{G2}$.

Pentru polarizarea unui TEC-MIS cu canal indus nu se poate folosi circuitul din fig. 4.4, *a*, deoarece căderea de tensiune pe $R_S$ este în sensul polarizării inverse a grilei. Se pot însă folosi circuitele prezentate în fig. 4.4, *b* și *c*, cu condiția ca $U_G$ să fie mai mare, în valoare absolută, decît tensiunea de prag $U_P$, de inducere a canalului, și să asigure polarizarea dorită a grilei.

Punctul de funcționare al unui TEC-MIS poate fi de asemenea reglat fin, cu ajutorul unei tensiuni adiționale aplicate între substrat (grila-bază) și sursă.

Se folosesc frecvent și circuitele din fig. 4.5. În fig. 4.5, *a* grila este polarizată cu ajutorul unei rezistențe conectate la drenă. Cum $I_G=0$, rezultă $U_{GS}=U_{DS}$.

Dacă, fie pentru obținerea unui punct de repaus corespunzător unei funcționări mai liniare, fie pentru obținerea unui semnal nedistorsionat mai mare la ieșire, este de dorit ca $U_{GS}<U_{DS}$, se poate folosi circuitul din fig. 4.5, *b* rezultînd

$$U_{GS}=\frac{R_{G1}}{R_{G1}+R_{G2}}U_{DS}. \tag{4.14}$$

Ambele circuite stabilizează punctul de funcționare al TEC-MIS prin reacția negativă introdusă de $R_G$, dar concomitent, amplificarea și impedanța de intrare sînt reduse.



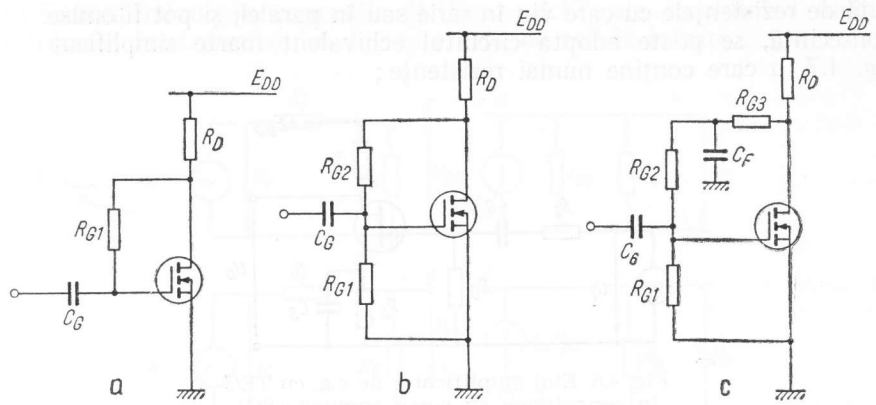



Fig. 4.5. Circuite pentru polarizarea grilei unui TEC-MIS cu canal indus: *a* — cu ajutorul unei rezistențe conectate la drenă; *b* — cu ajutorul unui divizor de tensiune conectat la drenă; *c* — ca în cazul *b*, dar cu decuplarea divizorului, pentru eliminarea reacției de c.a.

În fig. 4.5, *c* se arată cum prin introducerea unui condensator de decuplare $C_F$ se poate elimina reacția negativă de c.a., nedorită, păstrîndu-se efectele dorite, de stabilizare ale punctului de funcționare, ale reacției de c.c.

## 4.3. ETAJUL AMPLIFICATOR CU UN TEC [5, 6, 7]

### 4.3.1. ETAJUL AMPLIFICATOR ÎN CONEXIUNEA CU SURSĂ COMUNĂ (*SC*)

Schema tipică a unui etaj amplificator cu TEC, cu elementele de circuit de polarizare, de cuplare a generatorului de semnal și decuplare a sursei, este ilustrată în fig. 4.6.

Comportarea acestui etaj, care are o bandă de frecvențe relativ largă, se poate studia în trei domenii de frecvențe distincte și, de obicei, independente [5]:

— *domeniul frecvențelor mijlocii*, din bandă, în care capacitățile de cuplare a grilei și decuplare a sursei au o reactanță neglijabilă față de rezistențele cu care sînt în serie sau în paralel, și pot fi considerate ca scurtcircuite, iar capacitățile interne ale TEC au o reactanță foarte mare

față de rezistențele cu care vin în serie sau în paralel, și pot fi omise. În consecință, se poate adopta circuitul echivalent foarte simplificat din fig. 4.7, *a* care conține numai rezistențe;

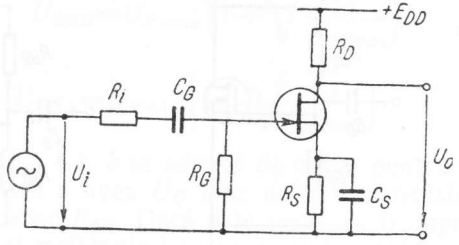



Fig. 4.6. Etaj amplificator de c.a. cu TEC în conexiunea cu sursa comună *(SC)*.

— *domeniul frecvențelor joase*, spre limita inferioară a benzii, în care, pe lîngă elementele rezistive de circuit, trebuie luate în considerare și capacitățile de cuplare și decuplare, așa cum se arată în circuitul echivalent din figura 4.7, *b*. Pentru a simplifica analiza circuitului s-a omis aici și $r_{ds}$ care are o importanță secundară în studiul caracteristicii de frecvență;

— *domeniul frecvențelor înalte*, în care, pe lîngă elementele rezistive de circuit, trebuie luate în considerare capacitățile interne ale TEC, așa cum se arată în fig. 4.7, *c*; și aici se poate omite în primă aproximație $r_{ds}$.

Astfel, în domeniul *frecvențelor mijlocii*, considerîndu-se circuitul echivalent din fig. 4.7, *a* amplificarea de tensiune se poate scrie:

$$A_{u0}=\frac{U_o}{U_i}=-\frac{R_G}{R_I+R_G}\cdot\frac{g_m R_D}{1+\frac{R_D}{r_{ds}}}. \qquad (4.15)$$

Valoarea limită a amplificării de tensiune, cînd $R_D\to\infty$ și $R_i \ll R_G$ este

$$A_{u0max}=-g_m r_{ds}. \qquad (4.16)$$

De obicei, $R_I \ll R_G$ și $R_D \ll r_{ds}$, ceea ce face ca (4.15) să se reducă la relația de calcul utilizată curent:

$$A_{u0}\approx -g_m R_D \qquad (4.17)$$



Semnul minus în expresiile (4.15) ... (4.17) ale amplificării indică inversarea fazei semnalului de ieșire față de cel de intrare.

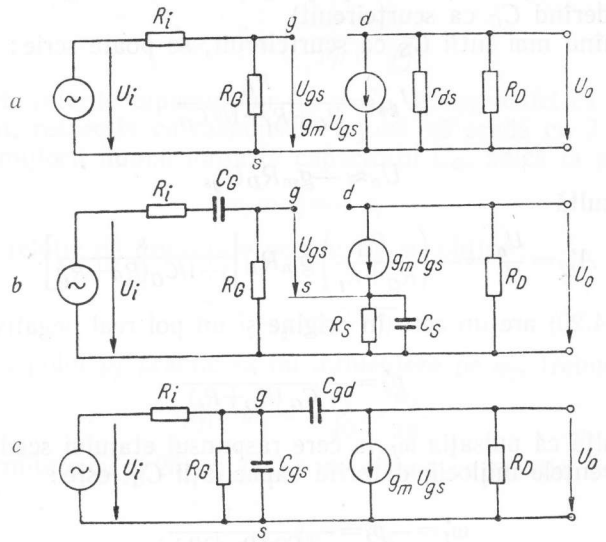



Fig. 4.7. Circuitele echivalente de semnal mic, simplificate ale etajului amplificator cu TEC, în conexiunea *SC*:
*a* — domeniul frecvențelor mijlocii; *b* — domeniul frecvențelor joase; *c* — domeniul frecvențelor înalte.

Cu valorile limită ale conductanței mutuale prezentate la § 4.1, deci cu $g_m=0{,}1 \ldots 10$ mA/V și cu $R_D=1 \ldots 100$ kΩ, amplificările de tensiune care se pot obține în mod curent sînt de ordinul a 10 ... 100.

Deoarece conductanța mutuală a TEC este o funcție de tensiunea de grilă, semnalele de intrare mari pot suferi distorsiuni importante. După cum se poate ușor demonstra [6] factorul de distorsiuni de armonica a doua, $d_2$ este dat de

$$d_2=\frac{U_I}{4(U_{GS}-U_P)}.$$

Pentru a limita distorsiunile la 1%, amplitudinea semnalului de intrare $U_I$ trebuie deci limitată la: $U_I \ll 0{,}04(U_{GS}-U_P)$. Pe de altă parte, pentru semnale mici, se poate obține o amplificare reglabilă prin variația

tensiunii de polarizare continue a grilei, deci a conductanței mutuale.

În domeniul *frecvențelor joase* (fig. 4.7, *b*) se pot lua în considerare separat efectele capacității de cuplaj $C_G$ (considerînd $C_s$ ca scurtcircuit) și $C_S$ (considerînd $C_G$ ca scurțcircuit).

Presupunînd mai întîi $C_S$ ca scurtcircuit, se poate scrie:

$$U_{gs}=\frac{R_G}{R_G+R_i+1/s\,C_G} \tag{4.18}$$

și

$$U_o\approx -g_m R_D U_{gs} \tag{4.19}$$

de unde rezultă

$$A'_{uj}=\frac{U_o}{U_i}=-\left(\frac{R_G}{R_G+R_i}\right)g_m R_D\left[\frac{s}{s+1/C_G(R_G+R_i)}\right]. \tag{4.20}$$

Funcția (4.20) are un zero în origine și un pol real negativ

$$p'_j=-\frac{1}{C_G\,(R_G+R_i)} \tag{4.21}$$

de unde rezultă că pulsația $\omega'_j$ la care răspunsul etajului scade cu 3 dB față de frecvențele mijlocii, datorită capacității $C_G$, este:

$$\omega'_j=-p'_j=-\frac{1}{C_G\,(R_G+R_i)}. \tag{4.22}$$

Pe de altă parte, dacă se consideră $C_G$ ca scurtcircuit, se deduce:

$$A''_{uj}=A_{u0}\frac{s+1/R_S C_S}{s+1/R_T C_S} \tag{4.23}$$

unde $R_T$, este rezistența pe care o vede $C_S$ privind spre sursa TEC; $R_T$ rezultă din circuitul echivalent din fig. 4.7, *b* ca:

$$R_T=\frac{1}{g_m+1/R_S}. \tag{4.24}$$

Pulsația $\omega''_j$ la care răspunsul etajului scade cu 3 dB față de cel la frecvențe mijlocii, datorită capacității $C_S$, este

$$\omega''_j=-p''_j=\frac{1}{R_T C_S}. \tag{4.25}$$

Zeroul expresiei (4.23) este dat de:

$$z_S=-1/R_S C_S. \tag{4.26}$$



Expresia completă a funcției de transfer a etajului la frecvențe joase, ținînd seama atît de $C_G$ cît și de $C_S$ devine:

$$A_{uj}=A_{u0}\frac{s\,(s-z_S)}{(s-p'_j)\,(s-p''_j)}. \tag{4.27}$$

De obicei, valorile capacităților $C_S$ și $C_G$ se aleg astfel ca polul $p'_j$ să fie dominant, respectiv ca răspunsul etajului să scadă cu 3 dB față de frecvențele mijlocii numai datorită capacității $C_G$, adică la pulsația

$$\omega_j=\omega'_j=-p'_j \tag{4.28}$$

de unde, ca relație de proiectare pentru $C_G$ se obține:

$$C_G=\frac{1}{\omega_j\,(R_G+R_i)} \tag{4.29}$$

iar pentru ca polul $p''_j$ practic să nu influențeze pe $\omega'_j$, trebuie ca:

$$|p''_j|=\omega''_j=-\frac{p'_j}{10}=\frac{\omega_j}{10}. \tag{4.30}$$

În conformitate cu (4.25) și (4.30) se obține ca relație de proiectare pentru $C_S$:

$$C_S=10\frac{g_m+1/R_S}{\omega_j} \tag{4.31}$$

Pentru calculul simplificat al amplificării *la frecvențe înalte* se folosește metoda unilateralizării TEC [5, 7], respectiv se determină mai întîi pentru circuitul echivalent din fig. 4.7, *c* capacitatea echivalentă totală la intrare a TEC care se va nota $C_i$.

Ținînd seama de efectul Miller asupra capacității $C_{gd}$:

$$C_i=C_{gs}+C_{gd}\,(1+g_m R_D). \tag{4.32}$$

Luînd, de exemplu, ca valori tipice:

$$C_{gs}=5\text{ pF},\ C_{gd}=1\text{ pF},\ g_m=4\text{ mA/V},\ R_D=10\text{ k}\Omega$$

rezultă

$$C_i=5+1\,(1+4\cdot 10^{-3}\cdot 10\cdot 10^3)=46\text{ pF}$$

pe această bază se ajunge la circuitul echivalent unilateralizat reprezentat în fig. 4.8, pentru care răspunsul este de forma:

$$A_{us}=-\frac{g_m R_D}{1+sR_i C_i} \tag{4.33}$$

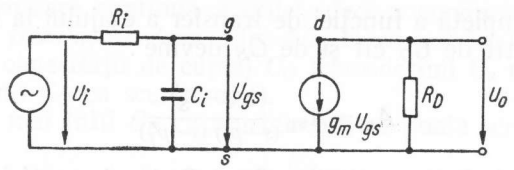



Fig. 4.8. Circuitul echivalent al unui TEC în conexiunea *SC*, unilateralizat, pentru domeniul frecvențelor înalte.

din care rezultă că pulsația limită superioară a etajului, $\omega_s$, la care răspunsul scade cu 3 dB față de cel la frecvențe mijlocii este:

$$\omega_s = -\frac{1}{p_s} = \frac{1}{R_i C_i}. \tag{4.34}$$

Din (4.32) și (4.34) rezultă că lărgimea de bandă crește dacă $R_i$ și $R_D$ scad.

Pentru valori mici ale rezistenței $R_D$ se obține ca limită

$$\omega_s' = \frac{1}{R_i (C_{gs}+C_{gd})}, \tag{4.35}$$

iar pentru valori mici ale rezistenței $R_i$, rezultă ca limită ținînd seama de efectul capacității $C_{gd}$ la ieșirea TEC în conformitate cu fig. 4.7, *c*:

$$\omega_s' = \frac{1}{R_D C_{gd}}. \tag{4.36}$$

**Exemplu de calcul al unui etaj amplificator de bandă largă, cu sursa la masă.** Se cere să se proiecteze un etaj amplificator avînd ca limite ale benzii $f_j$=30 Hz și $f_s$=5 MHz. Rezistența generatorului de semnal este $R_i$=500 Ω. Parametrii TEC în punctul de repaus ales $I_{DQ}$=10 mA, $U_{DSQ}$=10 V, $U_G$= −2 V (și care corespunde cazului *C* din § 4.2.1) sînt: $g_m$=5 mA/V, $C_{gs}$ = 9 pF, $C_{gd}$=2 pF.

Pentru a găsi valoarea necesară pentru rezistența de sarcină, se va explicita $R_D$ din expresiile (4.34) și (4.35).

$$R_D = \frac{1/R_i\omega_s - C_{gs} - C_{gd}}{C_{gd} g_m} \tag{4.37}$$

în care înlocuind valorile date, se obține

$$R_D = \frac{1/500 \cdot 2\pi 5 \cdot 10^6 - (9+2)\cdot 10^{-12}}{2\cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 5{,}4 \text{ kΩ}.$$



Amplificarea la frecvențe mijlocii rezultă:

$$A_{u0} = -g_m R_D = -5\cdot 10^{-3}\cdot 5{,}4\cdot 10^3 = 27.$$

Pentru asigurarea funcționării în punctul de repaus ales, va trebui ca rezistența $R_S$, alegînd schema din fig. 4.6, în conformitate cu (4.7), să fie

$$R_S = -\frac{-2}{10\cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ω},$$

iar

$$E_{DD} = U_{DS} + I_D (R_S + R_D) = 10 + 10\cdot 10^{-3}\cdot(5{,}4+0{,}2)\cdot 10^3 = 66 \text{ V}.$$

Adoptînd $R_G$=4,7 MΩ, deci $R_G \gg R_i$ conform cu (4.25), pentru $\omega_j = 2\pi\cdot 30 = 190$ rad/s, $C_G \approx 1$ nF, iar după (4.31) pentru $C_S$ se găsește:

$$C_S = 10\,\frac{5\cdot 10^{-3}+5\cdot 10^{-3}}{190} \approx 500 \text{ μF}.$$

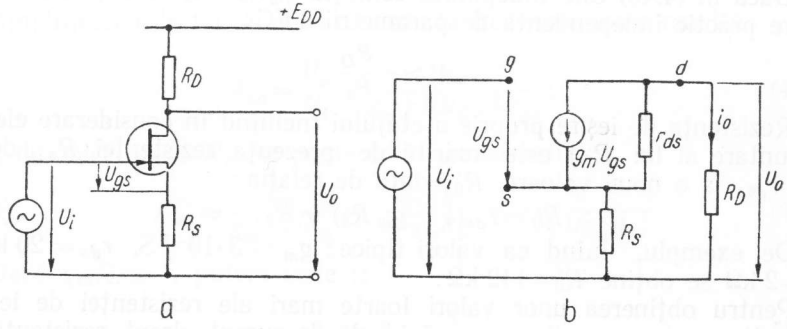



Fig. 4.9. Etajul cu TEC în conexiunea *SC*, cu o rezistență nedecuplată în circuitul sursei:
*a* — schema simplificată; *b* — circuitul echivalent la frecvențe mijlocii.

Adesea, *în serie cu sursa,* fie se conectează deliberat, fie, mai ales în circuitele integrate, apare ca element parazit, *o rezistență nedecuplată* $R_s$, așa cum se vede în schema simplificată din fig. 4.9, *a*. Cu ajutorul circuitului echivalent de frecvențe mijlocii din fig. 4.9, *b*, corespunzător acestei situații, dar omițînd rezistențele de polarizare ale grilei, se poate scrie pentru amplificarea de tensiune $A_{u0}$ expresia:

$$A_{u0} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{g_m R_D}{1+(R_D+R_S)/r_{ds}+g_m R_s} \tag{4.38}$$

care, pentru $R_D$, $R_s \ll r_{ds}$ devine aproximativ:

$$A_{u0}' \approx -\frac{g_m R_D}{1+g_m R_s}. \tag{4.39}$$

Comparînd (4.39) cu (4.17), se observă că rezistența nedecuplată $R_s$ micșorează conductanța mutuală efectivă, deci și amplificarea de tensiune a TEC. În același timp însă se obține o conductanță mutuală și o amplificare mult mai puțin dependente de amplitudinea semnalului sau de împrăștierea din fabricație a TEC. În adevăr, diferențiind expresia (4.39) se obține

$$\frac{dA'_u}{A'_u} = \frac{dg_m}{g_m}\left(\frac{1}{1+g_m R_s}\right) \tag{4.40}$$

ceea ce arată că variația relativă a amplificării este de $1/(1+g_m R_s)$ ori mai mică decît variația relativă a conductanței mutuale. De aceea, între altele, conexiunea *SC* cu o rezistență nedecuplată în circuitul sursei permite obținerea unor semnale nedistorsionate mai mari la ieșire.

Dacă în (4.40) este îndeplinită condiția $g_m R_s \gg 1$, se obține o amplificare practic independentă de parametrii TEC:

$$A'_u \approx -\frac{R_D}{R_s}.$$

Rezistența de ieșire proprie a etajului (neluînd în considerare efectul de șuntare al lui $R_D$) este mărită de prezența rezistenței $R_s$, de la $R_0 = r_{ds}$, la o nouă valoare, $R'_0$, dată de relația:

$$R'_0 = r_{ds}(1 + g_m R_s) + R_s. \tag{4.41}$$

De exemplu, luînd ca valori tipice: $g_m = 3 \cdot 10^{-3}$ S, $r_{ds} = 20$ kΩ și $R_s = 2$ kΩ se obține $R'_0 = 142$ kΩ.

Pentru obținerea unor valori foarte mari ale rezistenței de ieșire, respectiv pentru a realiza o sursă ideală de curent, drept rezistență $R_s$ se poate folosi rezistența de ieșire a unui alt tranzistor, în conexiunea *SC*, așa cum se arată la § 4.6.

### 4.3.2. CONEXIUNEA CU DRENA COMUNĂ SAU REPETORUL PE SURSĂ (*DC*)

Etajul cu *drena comună* (*DC*) denumit și *repetorul pe sursă*, este foarte util în numeroase scheme datorită următoarelor proprietăți esențiale:
— semnal de ieșire în fază cu cel de intrare;
— rezistență de intrare foarte mare;
— capacitate de intrare mică;
— rezistență de ieșire mică;
— semnal de ieșire nedeformat mare;
— amplificare de tensiune subunitară.

Schema de principiu și circuitul echivalent de semnal mic al etajului *DC*, în care nu s-au mai figurat rezistențele de polarizare, sînt reprezentate în fig. 4.10. Se observă că în circuitul echivalent din fig. 4.10, *b*, $r_{ds}$ și $R_S$ apar în paralel.



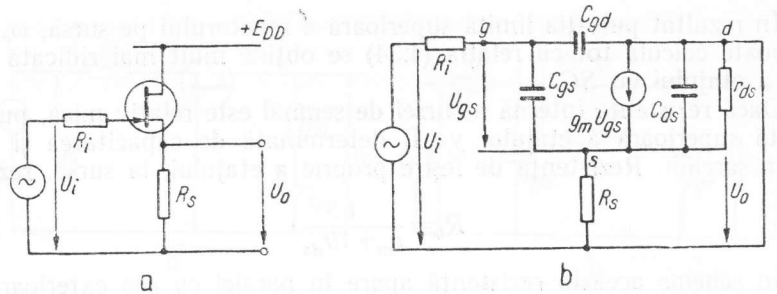



Fig. 4.10. Etajul cu TEC în conexiunea cu drenă comună (*DC*) (repetorul pe sursă):
*a* — schema simplificată; *b* — circuitul echivalent de semnal mic.

Amplificarea de tensiune în c.c. sau la frecvențe joase rezultă:

$$A_{u0} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m}{g_m + 1/R_S + 1/r_{ds}}; \tag{4.42}$$

cum, de obicei, $r_{ds} \gg R_S$, se poate scrie aproximativ:

$$A_{u0} \approx \frac{g_m}{g_m + 1/R_S} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{1}{1 + 1/g_m R_S}. \tag{4.43}$$

Dacă $g_m R_S \gg 1$, putem scrie și

$$A_{u0} \approx 1 - \frac{1}{g_m R_S}. \tag{4.44}$$

De exemplu, pentru $g_m = 3 \cdot 10^{-3}$ S, și $R_S = 3$ kΩ, rezultă $A_{u0} \approx 0{,}9$. Se observă că amplificarea este apropiată de unitate și că semnalul de ieșire este în fază cu cel de intrare. Dacă este necesară o amplificare și mai apropiată de unitate, în locul rezistenței $R_S$ se poate folosi rezistența de ieșire a unui alt tranzistor în conexiunea *SC* așa cum se arată în § 4.6. Trebuie însă avut în vedere că tensiunea de la ieșire este decalată în c.c. față de cea de la intrarea cu tensiunea de polarizare $U_{GS}$. Capacitatea totală de intrare a etajului *DC* este:

$$C_i = C_{gd} + (1 - A_{u0})C_{gs} \tag{4.45, a}$$

Cum în această conexiune, $A_{u0} \approx 1$, efectul capacității $C_{gs}$ este mult redus, de aceea capacitatea de intrare se reduce la aproximativ:

$$C_i \approx C_{gd}. \tag{4.45, b}$$

În rezultat pulsația limită superioară a repetorului pe sursă, $\omega_s$, care se poate calcula tot cu relația (4.34) se obține mult mai ridicată decît cea a etajului cu *SC*.

Dacă rezistența internă a sursei de semnal este relativ mică, pulsația limită superioară a etajului va fi determinată de capacitatea și rezistența sarcinii. Rezistența de ieșire proprie a etajului, la sursă, rezultă:

$$R_0=\frac{1}{g_m+1/r_{ds}}. \tag{4.46}$$

În scheme această rezistență apare în paralel cu cea exterioară din circuitul sursei, $R_S$, iar $r_{ds}$, de obicei mult mai mare ca $R_S$ se omite, ceea ce dă o rezistență de ieșire efectivă, la $r_{ds}\gg R_S$:

$$R_0'\approx\frac{1}{g_m+1/R_S}. \tag{4.47}$$

De exemplu, pentru $g_m=3\cdot10^{-3}$ S și $R_S=1$ kΩ, se obține la ieșire o rezistență efectivă $R_0'=1/(g_m+G_S)=252$ Ω. Este de remarcat că rezistențele care se obțin la ieșirea repetoarelor pe emitor, realizate cu tranzistoare bipolare, la aceiași curenți prin tranzistor, sînt de obicei cu unuldouă ordine de mărime mai mici, datorită conductanței mutuale mai mari. Pe de altă parte, rezistențele de intrare care se obțin cu TEC sînt mult mai mari. Sînt însă neapărat necesare în acest scop scheme de polarizare a grilei asigurînd „bootstraparea" rezistenței de grilă $R_G$, cum este de exemplu cea din fig. 4.4. *c*.

### 4.3.3. ETAJUL CU GRILĂ COMUNĂ (*GC*)

Această conexiune este mai rar folosită. Prezintă o impedanță de intrare mică, impedanță de ieșire mare, amplificare de curent unitară și, în cazul TEC—MIS, dacă substratul este în scurtcircuit cu grila din punctul de vedere al semnalului, prezintă o foarte mică capacitate de transfer de la ieșire la intrare. Semnalul de ieșire este în fază cu cel de la intrare. Schema de principiu și circuitul echivalent sînt ilustrate în fig. 4.11.

Amplificarea de tensiune în c.c. sau la frecvențe joase este:

$$A_{u0}=\frac{(1+g_m r_{ds})R_D}{R_D+r_{ds}+(1+g_m r_{ds})R_s}. \tag{4.48}$$

Dacă rezistența generatorului de semnal din circuitul sursei, $R_s$, este foarte mică, $R_s\ll(R_D+r_{ds})/(1+g_m r_{ds})$, expresia (4.48) se reduce la:

$$A_{u0}\approx g_m R_D \tag{4.49}$$



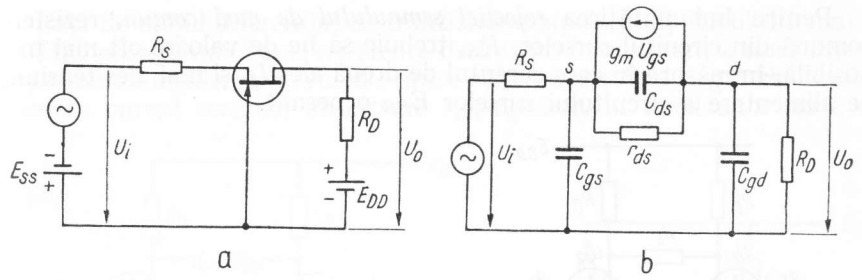



Fig. 4.11. Etajul cu TEC în conexiunea cu grila comună *(GC)*:
*a* — schema simplificată; *b* — circuitul echivalent de semnal mic.

Rezistența de intrare la frecvențe joase este:

$$R_i=\frac{R_D+r_{ds}}{1+g_m r_{ds}}. \tag{4.50}$$

Rezistența de ieșire, $R_0$, are aceeași expresie cu $R_{\bar{0}}$ din expresia (4.41)

$$R_0=r_{ds}(1+g_m R_s)+R_s \tag{4.51}$$

## 4.4. ETAJE DIFERENȚIALE CU TEC [8, 9, 10]

Utilizarea TEC în etajele de intrare ale amplificatoarelor de c.c. cu cuplaj direct este deosebit de interesantă, pentru că permite obținerea unor rezistențe foarte mari de intrare. Pentru asigurarea unei bune insensibilități față de variația tensiunii de alimentare și temperaturii, aceste etaje de intrare sînt de obicei diferențiale și pentru realizarea lor se folosesc TEC împerechiate cu caracteristici pe cît posibil identice, după cum se va arăta în cele ce urmează.

Schema celui mai simplu astfel de etaj diferențial este ilustrată în fig. 4.12. Proiectarea în c.c. a etajului diferențial este simplificată de faptul că TEC nu au curent de grilă, deci că $I_S=I_D$. Criteriile pentru alegerea punctului de funcționare sînt cele explicate în § 4.2.1. Odată alese sau determinate din caracteristici $I_{DQ}$, $U_{GSQ}$, $U_{DSQ}$, evident aceleași pentru ambele tranzistoare, rezultă imediat, pentru schema din fig. 4.12 (TEC-J canal *n*, cu grilele la potențial continuu zero)

$$R_S=-\frac{E_{SS}-U_{GS}}{2I_{DQ}} \quad \text{și} \quad R_D=\frac{E_{DD}+U_{GSQ}-U_{DSQ}}{I_{DQ}}.$$

Pentru îmbunătățirea *rejecției semnalului de mod comun*, rezistența comună din circuitul surselor, $R_S$, trebuie să fie de valoare cît mai mare posibilă, în măsura în care curentul de drenă ales $I_D$ și mai ales tensiunea de alimentare a circuitului surselor $E_{SS}$ o permit.

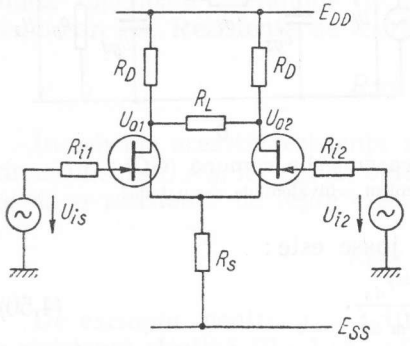



Fig. 4.12. Etajul diferențial cu TEC.

În cazul în care este necesară o valoare și mai mare, rezistența $R_S$ poate fi înlocuită printr-o sursă de curent constant, realizată cu ajutorul unui tranzistor (bipolar sau TEC), așa cum se arată în fig. 4.13, *a*. Rolul diodei din circuitul bazei este de a stabiliza valoarea curentului $2I_D$ la variația temperaturii. Dacă este necesară o rejecție și mai eficace a semnalului de mod comun, se poate prevedea adițional o reacție negativă pe modul comun, [8, 10] una din cele mai simple forme ale acesteia fiind ilustrată în fig. 4.13, *b*.

Circuitul echivalent de semnal mic, pentru semnalul de mod diferențial

$$U_{id}=\frac{U_{i1}-U_{i2}}{2}$$

aplicat etajului [8], este ilustrat în fig. 4.14.

Rezistența de sarcină diferențială este constituită de $R_D \left\| \frac{R_L}{2} \right.$. Amplificarea diferențială a etajului, la frecvențe mijlocii, cînd se omit capacitățile interne, este:

$$A_{dd}=\frac{U_{od}}{U_{id}}=\frac{(U_{o1}-U_{o2})/2}{(U_{i1}-U_{i2})/2}=-g_m\left(R_D \left\| \frac{R_L}{2}\right.\right). \qquad (4.52)$$

Răspunsul la frecvențe înalte se poate calcula pe aceeași cale, a unilateralizării, ca și pentru etajul simplu cu sursa comună, și, la rezistențe de sarcină dinamice egale, este identic.



Față de etajul diferențial cu tranzistoare bipolare [8] etajul diferențial cu TEC are avantajul unei rezistențe de intrare foarte mari, a unui curent de polarizare a grilei $I_G$ foarte mic (între 10 și 1 000 pA) și, legat de acesta, a unor: curent rezidual de intrare $I_{io}$, zgomot, în cazul unor surse de

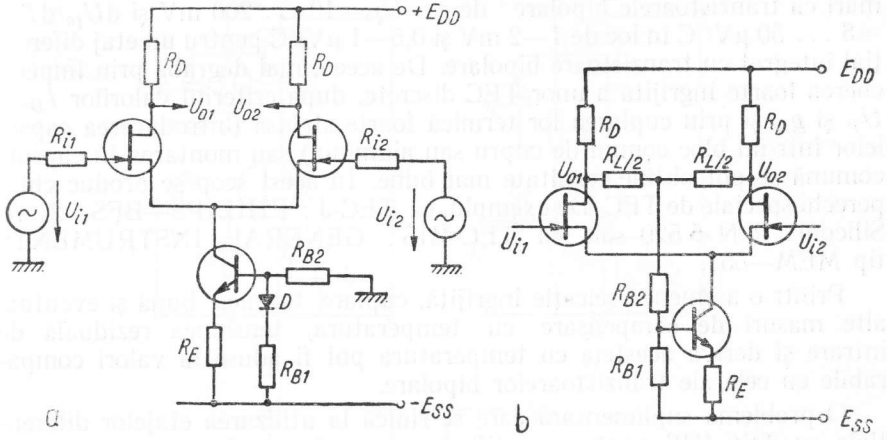



Fig. 4.13. Scheme de etaje diferențiale cu TEC, îmbunătățite pentru mărirea rejecției semnalului de mod comun:

*a* — cu generator de curent constant în circuitul comun al surselor; *b* — cu reacții negative pentru semnalul de mod comun.

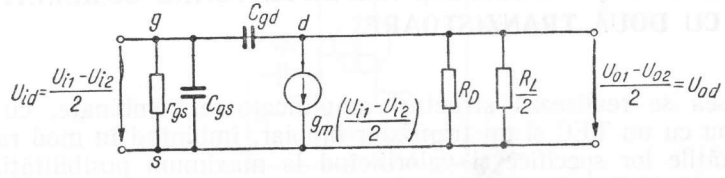



Fig. 4.14. Circuitul echivalent pentru semnal diferențial al unui etaj diferențial cu TEC.

semnal de mare rezistență internă și derive de curent $dI_{io}/dT$ foarte mici. Etajul diferențial cu TEC este de aceea de recomandat pentru surse de semnal de mare rezistență internă ($10^6$—$10^8\ \Omega$) ca etaj de intrare a unor amplificatoare operaționale cu componente discrete sau integrate [10], a unor electrometre electronice etc.

Pe de altă parte, după cum se demonstrează în [9], datorită conductanței mutuale cu aproximativ un ordin de mărime mai mică, la aceleași toleranțe geometrice în circuitele integrate, etajele diferențiale cu TEC au tensiuni reziduale de intrare — $U_{to}$ — și mai ales derive ale acestora cu temperatura $dU_{to}/dT$ — cu aproximativ un ordin de mărime mai mari ca tranzistoarele bipolare : de ex. $U_{to}=10 \ldots 200$ mV și $dU_{to}/dT = 5 \ldots 50$ μV/°C în loc de 1—2 mV și 0,5—1 μV/°C pentru un etaj diferențial integrat cu tranzistoare bipolare. De aceea, mai degrabă prin împerecherea foarte îngrijită a unor TEC discrete, după criteriul valorilor $I_{DSS}$, $U_P$ și $g_m$ și prin cuplarea lor termică foarte strînsă (introducerea capsulelor într-un bloc comun de cupru sau aluminiu) sau montarea în capsulă comună se pot obține rezultate mai bune. În acest scop se produc chiar perechi speciale de TEC. De exemplu, ca TEC-J : PHILIPS—BFS—21 A, Siliconix 2 N 5 520 sau, ca TEC-MIS : GENERAL INSTRUMENTS tip MEM—551.

Printr-o asemenea selecție îngrijită, cuplare termică bună și eventual alte măsuri de compensare cu temperatura, tensiunea reziduală de intrare și deriva acesteia cu temperatura pot fi aduse la valori comparabile cu cele ale tranzistoarelor bipolare.

O problemă suplimentară care se ridică la utilizarea etajelor diferențiale cu TEC-MIS pentru amplificarea unor tensiuni *continue sau lent variabile* foarte mici, de ordinul microvolților, o reprezintă zgomotul lor relativ important [37].

## 4.5. ETAJE ȘI STRUCTURI AMPLIFICATOARE COMBINATE, CU DOUĂ TRANZISTOARE

Adesea se realizează structuri amplificatoare combinate, cu două TEC, sau cu un TEC și un tranzistor bipolar, îmbinînd în mod rațional proprietățile lor specifice și valorificînd la maximum posibilitățile lor. Se prezintă în cele ce urmează cîteva din aceste structuri.

### 4.5.1. CASCODA [5, 11]

În structura denumită *cascodă*, între tranzistorul amplificator, la grila (baza) căruia se aplică semnalul amplificator, și sarcina $R_L$ se înseriază un al doilea tranzistor, cu grila (baza) la masă.



Trei variante tipice de asemenea cascode, în care intervine cel puțin un TEC sînt ilustrate în fig. 4.15.

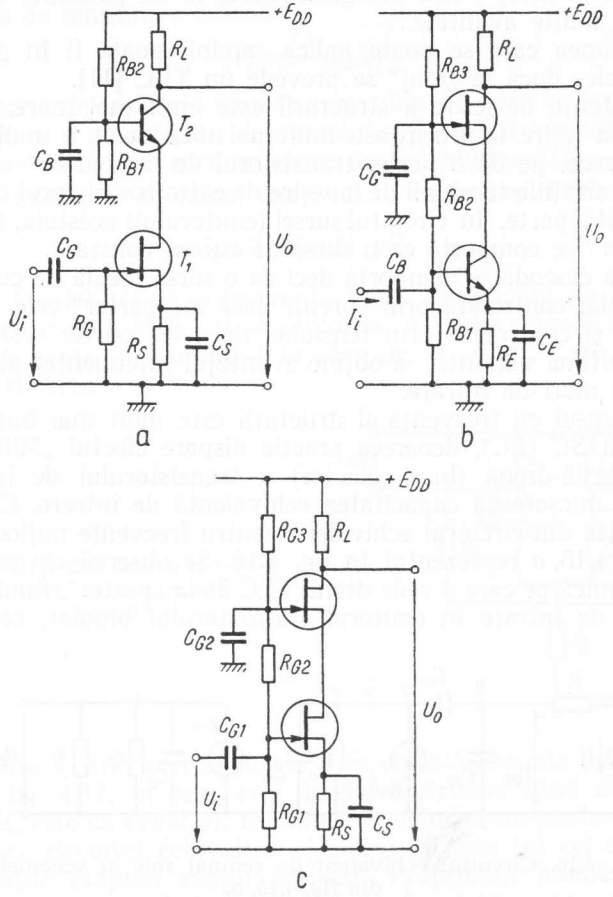



Fig. 4.15. Scheme de etaje cascodă cu TEC.
*a* — TEC la „parter" ; *b* — TEC la „etaj" ; *c* — cu două TEC.

Superioritatea structurii cascodă față de conexiunea obișnuită cu sursa (emitorul) la masă, rezultă din faptul că tensiunea la drena (colectorul) tranzistorului amplificator, situat la „parterul" structurii, este, practic fixată la o tensiune apropiată de cea constantă a grilei (bazei)

tranzistorului de la „etajul" structurii ; tensiunea variabilă, mult mai mare, de la bornele sarcinii $R_L$ apare numai la drena (colectorul) tranzistorului de la „etaj", care are grila (baza) la un potențial fix. Rezultă de aici mai multe avantaje :

*1*) Tensiunea care se poate aplica sarcinii poate fi în general mai mare, mai ales dacă la „etaj" se prevede un TEC [11].

*2*) Rezistența de ieșire a structurii este mult mai mare, iar reacția internă de la ieșire la intrare este mult mai mică decît a unui tranzistor izolat, deoarece, pe de o parte, tranzistorul de la „parter" este practic ecranat de variațiile tensiunii de la ieșire de către tranzistorul de la „etaj", iar pe de altă parte, în circuitul sursei (emitorului) acestuia, tranzistorul de la „parter" se comportă ca o sursă de curent constant.

Structura cascodă se comportă deci ca o sursă ideală de curent, practic unilaterală, controlată prin curent, dacă la „parter" este un tranzistor bipolar, și controlată prin tensiune, dacă la „parter" este un TEC. În această ultimă variantă, se obține avantajul suplimentar al unei rezistențe foarte mari de intrare.

*3*) Răspunsul cu frecvență al structurii este mult mai bun decît cel al conexiunii *SC* (*EC*), deoarece practic dispare efectul „Miller" asupra capacității grilă-drenă (baza-colector) a tranzistorului de la „parter", respectiv se micșorează capacitatea echivalentă de intrare. Cele de mai înainte rezultă din circuitul echivalent pentru frecvențe mijlocii și înalte a structurii 4.15, *a* reprezentat în fig. 4.16. Se observă că rezistența de sarcină dinamică pe care o vede drena TEC de la „parter", fiind rezistența foarte mică de intrare în emitorul tranzistorului bipolar, care este cu

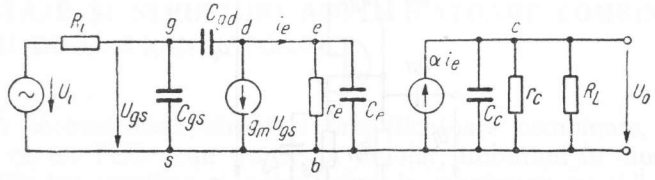



Fig. 4.16. Circuitul echivalent de semnal mic al schemei din fig. 4.15, *a*.

baza la masă, $r_e \approx \frac{r_{bb'}+r_{b'e}}{\beta_0+1}$ și care este de ordinul ohmilor sau zecilor de ohmi, drena TEC se poate considera practic în scurt-circuit la masă. Capacitatea totală de intrare a TEC se reduce la :

$$C_i \approx G_{gs}+C_{gd} \qquad (4.53)$$



Amplificarea de curent a tranzistorului de la „etaj" este practic egală cu unitatea, $\alpha=1$, iar $r_c \gg R_L$, ceea ce la frecvențe mijlocii conduce la amplificarea de tensiune a cascodei

$$A_{u0} \approx -g_m R_L. \qquad (4.54)$$

Tranzistorul de la „etaj" fiind în conexiune cu baza la masă, are frecvența de tăiere a amplificării de curent $f_\alpha \approx f_T$, adică aproximativ de $\beta_0$ ori mai mare decît $f_\beta$ pe care ar avea-o în conexiunea *EC*.

Reluînd exemplul de calcul din § 4.3.1., cu același TEC, se obține

$$C_i \approx 9+2=11 \text{ pF},$$

ceea ce cu $R_i=500\ \Omega$ dă o frecvență limită superioară de aproximativ 30 MHz, în loc de 5 MHz cît se obținuse. Această valoare este ușor de conservat și pentru tranzistorul bipolar de la „etaj", care poate avea ușor $f_T \gg 200$ MHz.

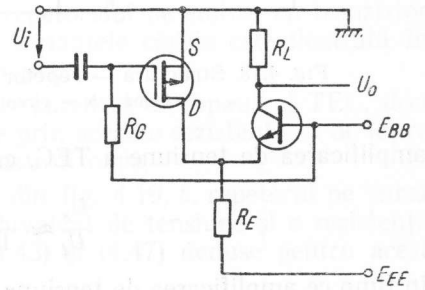



Fig. 4.17. Cascoda din figura 4.15, *a* în varianta „pliată".

O variantă a structurii analizate o reprezintă cascoda „pliată" reprezentată în fig. 4.17, în care, cele două tranzistoare fiind alimentate în paralel (TEC este cu canal *p*), tensiunea de alimentare poate fi mai mică. Dacă $R_E \gg r_e$, circuitul echivalent al structurii este tot cel din fig. 4.16 și proprietățile etajului rămîn aceleași. Proprietăți asemănătoare are această structură și dacă în montajul din fig. 4.17 se inversează drena cu sursa (dar evident va trebui utilizat acum un TEC cu canal *n*). Schema și circuitul echivalent al acestei structuri sînt ilustrate în fig. 4.18.

Dacă se presupune că și acum :

$$R_E \gg r_e \approx \frac{r_{bb'}+r_{b'e}}{\beta_0+1}$$

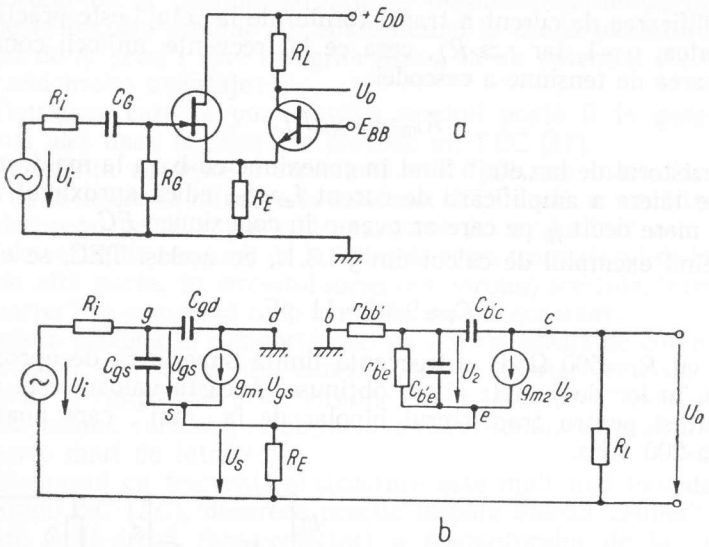



Fig. 4.18. Structura — repetor pe sursă-etaj cu baza la masă :
*a* — schema ; *b* — circuitul echivalent de semnal mic.

amplificarea de tensiune a TEC, care lucrează cu drena la masă, este

$$\frac{U_s}{U_i} \approx \frac{g_{m1} \cdot r_e}{1+g_{m1} \cdot r_e} \tag{4.55}$$

în timp ce amplificarea de tensiune a tranzistorului cu baza la masă este :

$$\frac{U_o}{U_s} = \frac{r_{b'e}}{r_{bb'}+r_{b'e}} g_{m2} R_L \tag{4.56}$$

de unde :

$$A_{u0} = \frac{U_o}{U_i} = \left(\frac{g_{m_1} r_e}{1+g_{m1} r_e}\right)\left(\frac{r_{b'e}}{r_{bb'}+r_{b'e}}\right) g_{m2} R_L. \tag{4.57}$$

Cum

$g_{m2} r_{b'e} \approx \beta_0$, și $r_e \approx \frac{r_{bb'}+r_{b'e}}{\beta_0}$, iar, de obicei $g_{m1} r_e \ll 1$,

expresia (4.57) se reduce din nou la

$$A_{u0} \approx g_{m1} R_L, \tag{4.58}$$

ca și în cazul cascodei din fig. 4.15, *a*.



Cascoda corespunzătoare structurii din fig. 4.15, *b* are rezistența de intrare mult mai mică, corespunzătoare tranzistorului bipolar, are însă și conductanța mutuală, deci și amplificarea de tensiune mult mai mari ale acestuia ; un avantaj al acestei structuri față de etajul simplu cu tranzistor bipolar este o tensiune admisibilă mult mai mare la bornele sarcinii, putînd atinge 100 ... 300 V cu TEC relativ curente, ceea ce permite de exemplu realizarea de etaje simple sau diferențiale pentru atacarea plăcilor de deflexie ale unui tub catodic sau catozilor unui tub NIXIE [11].

### 4.5.2. REPETOARE COMBINATE

S-a arătat în § 4.3.2 că repetorul pe sursă cu un TEC, dacă are avantajul rezistenței de intrare foarte mari, specifice TEC, are în schimb dezavantajul unei rezistențe de ieșire relativ mari.

Rezistența mare de intrare a repetorului pe sursă cu TEC se poate îmbina cu rezistența mică de ieșire a repetorului pe emitor cu tranzistor bipolar, în repetorul hibrid, una din variantele căruia este ilustrată în fig. 4.19 împreună cu circuitul echivalent.

Rolul rezistenței $R_S$ este de a mări curentul de repaus al TEC, deci conductanța sa mutuală și de a reduce prin aceasta rezistența sa de ieșire și variația cu temperatura, dar $R_S$ poate fi omis.

În circuitul echivalent simplificat din fig. 4.19, *b*, repetorul pe sursă a fost înlocuit printr-un generator echivalent de tensiune și o rezistență internă corespunzătoare expresiilor (4.43) și (4.47) deduse pentru acest repetor.

În aceste condiții, cîștigul de tensiune al structurii combinate rezultă :

$$A_{u0} = \frac{g_m R_E(\beta_0+1)}{1+(g_m+1/R_s)\,[r_{bb'}+r_{b'e}+R_E(\beta_0+1)]}. \tag{4.59}$$

Dacă $\frac{1}{R_s} \ll g_m$, $(r_{bb'}+r_{b'e}) \ll R_E(\beta_0+1)$ și $\beta_0 \gg 1$, așa cum se întîmplă de obicei în practică, se obține :

$$A_{u0} \approx \frac{g_m R_E \beta_0}{1+g_m R_E \beta_0} \approx 1 - \frac{1}{g_m R_E \beta_0}. \tag{4.60}$$

Dacă, de exemplu, $g_m = 1$ mA/V, $R_E = 1$ kΩ, și $\beta_0 = 100$, rezultă $A_{u0} = 0{,}99$.

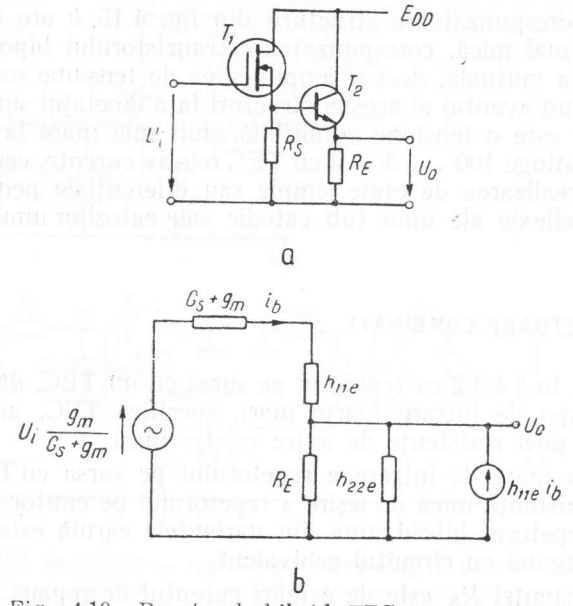



Fig. 4.19. Repetorul hibrid TEC — tranzistor bipolar :

*a* — schema de principiu ; *b* — circuitul echivalent de semnal mic.

Cu aceleași aproximații, conductanța de ieșire este :

$$G_o=\frac{1}{R_o}=\frac{1}{R_E}+\frac{\beta_0 g_m}{g_m(r_{bb'}+r_{b'e})+1} \tag{4.61}$$

cu aceleași valori ca mai sus, și luînd $r_{bb'}+r_{b'e}=4$ kΩ, se obține

$$R_0\approx 50\ \Omega.$$

O mărire a rezistenței de intrare și o reducere a capacității de intrare se poate obține aplicînd montajului tehnica de bootstrapare, așa cum se arată în fig. 4.20. Adoptînd ca tensiune de polarizare $U_{GS}=0$, grila TEC se poate alimenta printr-o rezistență de valoare mare, de ex. $R_G=10$ MΩ direct de la emitorul lui $T_2$. Rezistența de intrare va fi în acest caz $R_G/(1-A_{u0})=1$ GΩ.



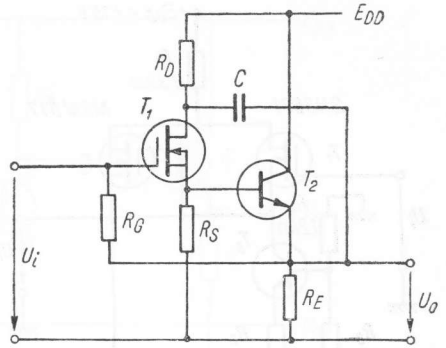



Fig. 4.20. Repetor hibrid TEC — tranzistor bipolar cu bootstrapare pentru mărirea impedanței de intrare.

Întrucît atît potențialul sursei cît și cel al drenei urmăresc potențialul grilei, capacitatea de intrare a structurii este aproximativ :

$$C_i\approx(C_{gs}+C_{gd})\,(1-A_{u0}) \tag{4.62}$$

adică ambele capacități interne se reduc practic la a suta parte din valoarea lor statică.

În cazul în care este necesar un montaj repetor de tensiune care să aibă nu numai o impedanță de intrare foarte mare, dar și o amplificare foarte apropiată de unitate și constantă, într-o *gamă dinamică largă de tensiuni de intrare*, tehnica obișnuită a bootstrapării repetorului pe sursă nu mai este suficientă. În acest caz este recomandată stabilizarea cît mai riguroasă a punctului de funcționare a repetorului, cu ajutorul unui repetor de tensiune auxiliar [12], așa cum se arată în fig. 4.21.

Punctul de funcționare al tranzistorului $T_1$ este determinat de tensiunea grilă-sursă a tranzistorului $T_2$, fără a mai fi necesară o diodă Zener.

Analiza detaliată a acestui circuit și a unor variante mai complexe, cu performanțe mai bune, este efectuată în [12]. Se arată că folosind asemenea structuri, la o tensiune de alimentare de 30 V se obțin abateri ale amplificării față de unitate mai mici de 0,05% într-o gamă dinamică de semnale de 23 V.

### 4.5.3. STRUCTURI COMPLEMENTARE CU REACȚIE [14]

O structură combinată cu un TEC și un tranzistor bipolar care reunește o impedanță de intrare mare, o impedanță de ieșire mică și o amplificare de tensiune fără inversare de fază și de valoare riguros

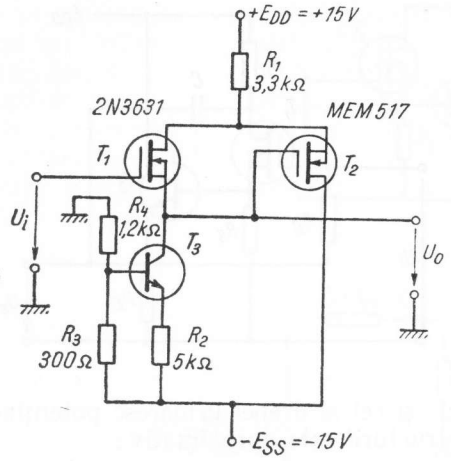



Fig. 4.21. Schema repetorului pe sursă cu stabilizarea punctului de funcționare a TEC.

controlată, este perechea complementară cu reacție, ilustrată în fig. 4.22, *a*. Cu linii punctate este ilustrat și circuitul de polarizare, care, datorită tehnicii de bootstrapare asigură o rezistență efectivă de intrare de valoare mare.

Ieșirea din circuit se poate lua fie de la colectorul tranzistorului $T_2$ (semnalul $U_{01}$) unde se obține o amplificare aproximativ în raportul $(R_S+R_C)/R_S$, dar impedanța de ieșire este mai mare, fie de la sursa tranzistorului $T_1$ (semnalul $U_{02}$) unde semnalul repetă pe cel de la intrare (amplificarea este unitară), dar unde impedanța de ieșire este foarte mică.

Circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvențe mijlocii al acestei structuri este ilustrat în fig. 4.22, *b*. Aici se presupune că $r_{ds} \gg R_D \| h_{11e}$.

Amplificarea de tensiune de la intrare, la ieșirea $U_{o1}$, se poate deduce ca fiind

$$A_{u01}=\frac{g_m R_S\left(1+\frac{\beta_0}{h_{11e}} R_d+R_d R_C \beta_0/R_S h_{11e}\right)}{1+g_m R_S\left(1+\frac{\beta_0}{h_{11e}} R_d\right)} \tag{4.63}$$

unde $R_d=R_D \| h_{11e}$ este rezistența dinamică de sarcină la drena TEC.

De obicei, $R_D \gg h_{11e}$ astfel că $R_d \approx h_{11e}$, ceea ce permite ca relația (4.63) să se reducă la:



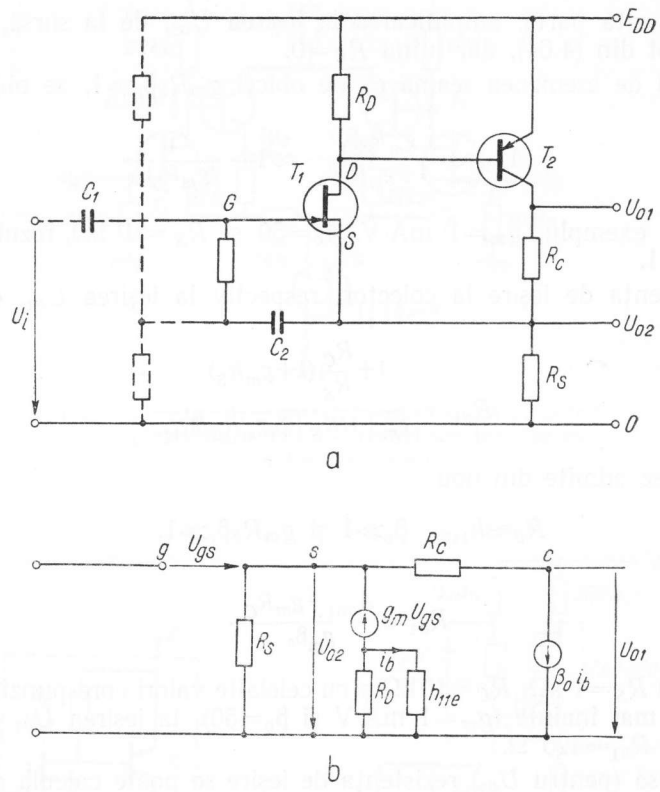



Fig. 4.22. Structură complementară TEC-tranzistor bipolar, cu reacție serie-șunt:
*a* — schema de principiu; *b* — circuitul echivalent de semnal mic la frecvențe mijlocii.

$$A_{u01} \approx \frac{g_m R_S \beta_0}{1+g_m R_S \beta_0}\left(\frac{R_C+R_S}{R_S}\right), \tag{4.64}$$

dacă $g_m R_S \beta_0 \gg 1$, rezultă

$$A_{u01} \approx \frac{R_C+R_S}{R_S} \tag{4.65}$$

adică amplificarea de tensiune la ieșirea $U_{o1}$, de la colector, este practic independentă de parametrii tranzistoarelor, fiind determinată de raportul a două rezistențe.

Pe de altă parte, amplificarea la ieșirea $U_{o2}$, de la sursă, se poate calcula tot din (4.64), dar luînd $R_C=0$.

Ținînd de asemenea seama că de obicei $g_m R_S \beta_0 \gg 1$, se obține

$$A_{u02} \approx \frac{g_m R_S \beta_0}{1+g_m R_S \beta_0} \approx 1 - \frac{1}{g_m R_S \beta_0} \tag{4.66}$$

luînd, de exemplu, $g_m=1$ mA/V, $\beta_0=50$ și $R_S=1$ kΩ, rezultă $A_{u0}=0{,}998 \approx 1$.

Rezistența de ieșire la colector, respectiv la ieșirea $U_{o1}$, este:

$$R_{o1}=\frac{1+\frac{R_C}{R_S}(1+g_m R_S)}{g_m+1/R_S+\beta_0 g_m R_D/h_{11e}} \cdot \tag{4.67}$$

Dacă se admite din nou

$$R_d \approx h_{11e}, \quad \beta_0 \gg 1 \text{ și } g_m R_S \beta_0 \gg 1,$$

rezultă

$$R_{o1} \approx \frac{A_{u01}+g_m R_C}{g_m \beta_0} . \tag{4.68}$$

Pentru $R_S=1$ kΩ, $R_C=10$ kΩ și cu celelalte valori corespunzînd exemplului de mai înainte ($g_m=1$ mA/V și $\beta_0=50$), la ieșirea $U_{o1}$ se obține $A_{u01}=11$, $R_{o1}=420$ Ω.

La sursă (pentru $U_{o2}$) rezistența de ieșire se poate calcula din (4.68) luînd $R_C=0$. Se obține

$$R_{o2} \approx \frac{A_{u02}}{g_m \beta_0} \approx \frac{1}{g_m \beta_0} . \tag{4.69}$$

Cu aceleași date rezultă $R_{o2}=20$ Ω.

O aplicație interesantă a acestei perechi complementare cu reacție este la amplificatorul diferențial combinat din fig. 4.23.

Amplificarea etajului este

$$A_{u0} \approx \frac{R_C+R_S}{R_S} = 23$$

iar cu $g_m=1$ mA/V și $\beta_0=50$, rezistența de ieșire a etajului este $R_0=1$ kΩ.

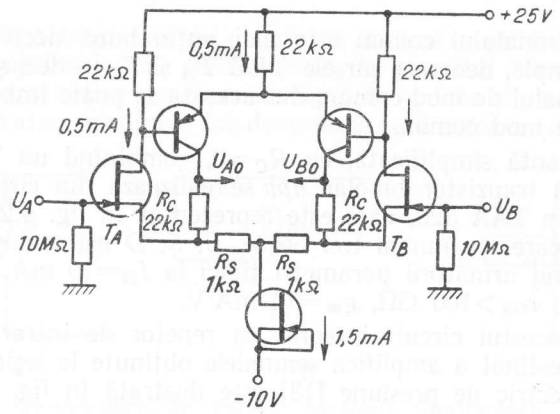



Fig. 4.23. Etaj diferențial folosind două structuri complementare TEC — tranzistor bipolar cu reacție serie-șunt.

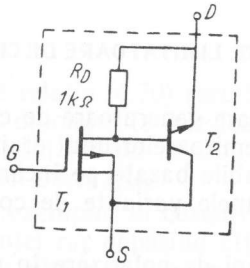



Fig. 4.24. Structură complementară — TEC-MIS — tranzistor bipolar pentru obținerea unei impedanțe foarte mari de intrare și impedanțe foarte mici de ieșire: circuitul integrat TAA 320 — PHILIPS.

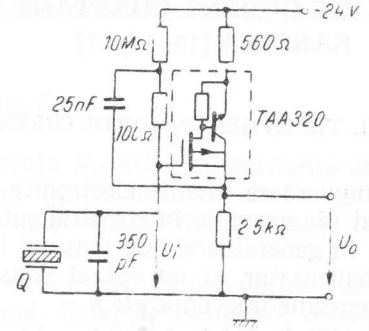



Fig. 4.25. Schemă de repetor cu circuitul integrat TAA 320 pentru traductor piezoelectric.

Rejecția semnalului comun este mai puțin bună decît la perechea diferențială simplă, deoarece sursele TEC $T_A$ și $T_B$ — deci și $U_{A0}$ și $U_{B0}$ urmăresc semnalul de mod comun, dar aceasta se poate îmbunătăți printr-o reacție de mod comun.

Într-o variantă simplificată, cu $R_C=0$, combinînd un TEC-MIS cu canal $p$ cu un tranzistor bipolar $npn$ se realizează un circuit integrat, PHILIPS — tip TAA 320, care este reprezentat în fig. 4.24. Acest circuit integrat, care are numai trei borne, $G$, $S$, $D$ este echivalent cu un TEC-MIS avînd următorii parametri tipici la $I_D=10$ mA, $U_{DS}=10$ V, $U_{GS}=-1\,1$ V: $r_{GS}>100$ GΩ, $g_m=75$ mA/V.

Utilizarea acestui circuit integrat ca repetor de intrare pentru un amplificator destinat a amplifica semnalele obținute la ieșirea unui traductor piezoelectric de presiune [13] este ilustrată în fig. 4.25.

Desigur, există și multe alte variante și aplicații ale perechilor combinate TEC — tranzistor bipolar, din care unele sînt analizate în [14].

## 4.6. TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP CA GENERATOR DE CURENT CONSTANT ȘI CA REZISTENȚĂ DE SARCINĂ [15, 16, 17]

### 4.6.1. TEC CA GENERATOR DE CURENT CONSTANT. LIMITATOARE DE CURENT

În numeroase circuite electronice sînt necesare generatoare de curent constant (de exemplu în circuitul surselor sau emitoarelor unui etaj diferențial, în generatoarele de tensiuni liniar variabile bazate pe încărcarea unui condensator cu un curent constant, în unele variante de convertoare tensiune-frecvență etc.).

Datorită faptului că în absența unei tensiuni de polarizare în sensul conducției a bazei față de emitor, un tranzistor bipolar nu conduce curent, pentru realizarea unui generator de curent constant cu tranzistor bipolar este neapărat necesară o tensiune auxiliară, deci generatorul de curent constant este totdeauna un tripol, care se poate realiza, de altfel, și cu un TEC, cum se arată în fig. 4.26, *a*.

Deoarece însă în cazul unor TEC-J sau TEC-MIS cu canal inițial, grila este în mod normal polarizată față de sursă în sens invers decît drena, asemenea generatoare se pot realiza cu TEC și sub forma unor dipoli, așa cum se arată de exemplu, în fig. 4.26 ,*b* și *c*.



În fig. 4.26, *b* tensiunea de polarizare inversă a grilei față de sursă se obține cu ajutorul unei rezistențe $R_S$ în circuitul sursei. Dacă $R_S$ tinde către zero, se obține structura din fig. 4.26, *c*. Uneori acestea se fabrică și se livrează ca atare, ca dipoli, sub denumirea de *limitatoare de curent* (*CL*).

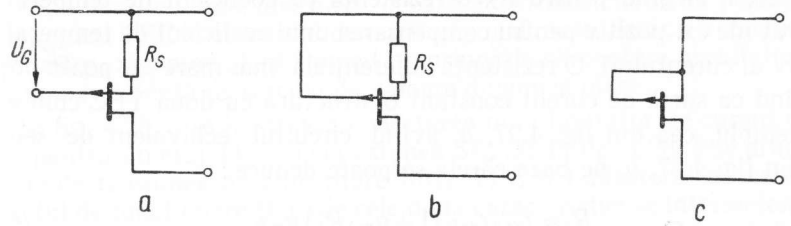



Fig. 4.26. Generatoare de curent constant (limitatoare de curent) cu TEC:

*a* — cu tensiune auxiliară de polarizare pe grilă (tripol); *b* — dipol de curent constant (limitator de curent) cu rezistență $R_S$ în circuitul sursei; *c* — dipol de curent constant (limitator de curent) fără $R_S$.

În conformitate cu relația (4.41) corespunzătoare funcționării TEC în conexiunea cu sursă comună, cu o rezistență în circuitul sursei, rezistența diferențială prezentată de dipol este:

$$R_0 \approx r_{ds}\,(g_m R_S + 1). \tag{4.70}$$

Din relația (4.70) rezultă că rezistența $R_S$ mărește rezistența diferențială a dipolului la o valoare depășind $r_{ds}$. Valori mari ale lui $r_{ds}$ se pot obține utilizînd un TEC cu un canal lung și funcționînd la curenți sensibil mai mici decît $I_{DSS}$.

De exemplu, la curenți de drenă de 100 μA, se pot obține valori ale rezistenței $r_{ds}$ depășind cîțiva megohmi. Este, de asemenea, de dorit ca TEC să aibă o valoare mai mică a tensiunii de prag $U_P$ pentru a obține o plajă largă de tensiuni în interiorul cărora dipolul să mențină un curent constant. Pentru simplificarea fabricației $R_S$ se reduce uneori la zero, dar în această situație, în afară de cazul că se adoptă soluții constructive speciale [15] care să asigure o tensiune $U_P=0{,}8\ldots0{,}94$ V, se obține o dependență importantă a curentului de temperatură. Asemenea limitatoare de curent se livrează, de exemplu, pentru curenți cuprinși între 0,2 și 5 mA, prezentînd rezistențe diferențiale între 6 și 0,25 MΩ și avînd coeficienți de o temperatură $\frac{dI_D/I_{D0}}{dT}$ cuprinși între $(+0{,}1\ \ldots\ -0{,}2)\%/°C$.

În cazul realizării generatorului de curent constant cu un TEC cu componente discrete, pentru care în [16] se dau și unele considerații de proiectare, se poate obține o compensare a efectelor temperaturii în schema din fig. 4.26, *a* alegînd pentru $R_S$ o rezistență cu coeficient de temperatură adecvat (de ex. pozitiv pentru compensarea unui coeficient de temperatură pozitiv al curentului). O rezistență diferențială mai mare se poate obține utilizînd ca sursă de curent constant o structură cu două TEC cum este, de exemplu, cea din fig. 4.27, *a*, avînd circuitul echivalent de semnal mic din fig. 4.27, *b*, pe baza căreia se poate deduce :

$$R_0 \approx r_{dsA} r_{dsB} (1 + g_{mA} R_S) g_{mB}. \qquad (4.71)$$

De exemplu, pentru $R_S = 0$, $g_{mB} = 0{,}5$ mA V și $r_{dsA} = r_{dsB} = 10^5\ \Omega$, rezultă o rezistență de ieșire de 5 MΩ ceea ce este de aproximativ 50 de ori mai mult decît s-ar obține cu un singur TEC. Combinații TEC-tranzistor bipolar permit performanțe similare, dar necesită o sursă de tensiune de alimentare auxiliară.

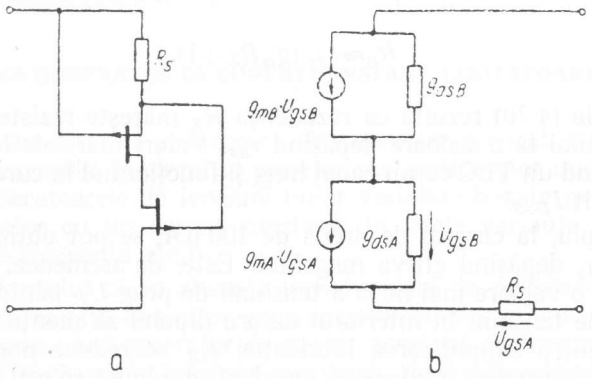



Fig. 4.27. Generator de curent constant cu două TEC :
*a* — schema ; *b* — circuitul echivalent.

Evident, și cu TEC se pot obține stabilizări ale unor valori mai mari de curent folosind tensiuni auxiliare de polarizare pe grilă, în montaje cum este cel din fig. 4.26, *a*.



### 4.6.2. TEC ȘI LIMITATOARELE DE CURENT CA REZISTENȚE DE SARCINĂ

Înlocuirea rezistenței de sarcină ohmice a unui etaj cu TEC în conexiunea *SC* cu un limitator de curent cu TEC, permite obținerea unor amplificări de tensiune mult mai mari, deoarece concomitent se dă posibilitatea funcționării TEC la un curent de repaus $I_D$ mai mare, deci cu o conductanță mutuală $g_m$ mai mare, fără a solicita tensiuni de alimentare prohibitive și se obține o rezistență de sarcină de valoare dinamică mare.

În fig. 4.28, *a* se ilustrează conectarea unui limitator de curent ca sarcină pentru un etaj TEC în conexiunea *SC*, iar în fig. 4.28, *b* se arată cum se divide tensiunea de alimentare între TEC și limitatorul de curent, în punctul de funcționare *Q*, unde cele două caracteristici se intersectează [3]. Pentru o stabilitate acceptabilă cu temperatura a acestui punct de funcționare trebuie ca polarizarea TEC să fie asigurată cu ajutorul unei rezistențe de sursă $R_S$, de valoare relativ mare.

În fig. 4.28, *c* se ilustrează utilizarea unui limitator de curent drept sarcină a unui repetor pe sursă, ceea ce permite obținerea unei bune stabilități a curentului de repaus și unei amplificări de tensiune foarte apropiate de unitate. Alte aspecte ale funcționării unui asemenea repetor pe sursă, avînd drept sarcină un limitator de curent se găsesc tratate în [16].

În special în circuitele integrate, utilizarea TEC ca rezistență de sarcină în etajele amplificatoare liniare și în etajele inversoare ale circuitelor logice este foarte răspîndită, mai întîi pentru că fabricarea unui TEC cere mai puține operații tehnologice decît fabricarea unei rezistențe și apoi pentru că o structură TEC-MIS permite obținerea unor valori mari de rezistențe (între 20 și 200 kΩ) pe o suprafață mult mai mică a plăcuței de siliciu decît cea necesară pentru o rezistență ohmică [17] ; deci, este mult mai ieftin ca aceasta. Dacă pentru utilizarea în inversoarele logice (circuite NU, v. cap. 8) problema liniarității amplificării nu se pune, în cazul unui etaj amplificator analogic problema liniarității este esențială.

Există mai multe variante pentru a conecta un TEC-MIS ca rezistență de sarcină a unui alt TEC-MIS, funcționînd în conexiune *SC*. Una din acestea este ilustrată în fig. 4.29.

În această schemă se observă că, pentru tranzistorul cu efect de cîmp funcționînd drept sarcină, $T_L$, sînt valabile relațiile :

$$U_{GSL} = U_{DSL} = E_{DD} - U_0 \qquad (4.72)$$

iar pentru tranzistorul amplificator, $T_D$, relațiile :

$$U_{GSD} = U_i \text{ și } U_0 = U_{DSD}. \qquad (4.73)$$

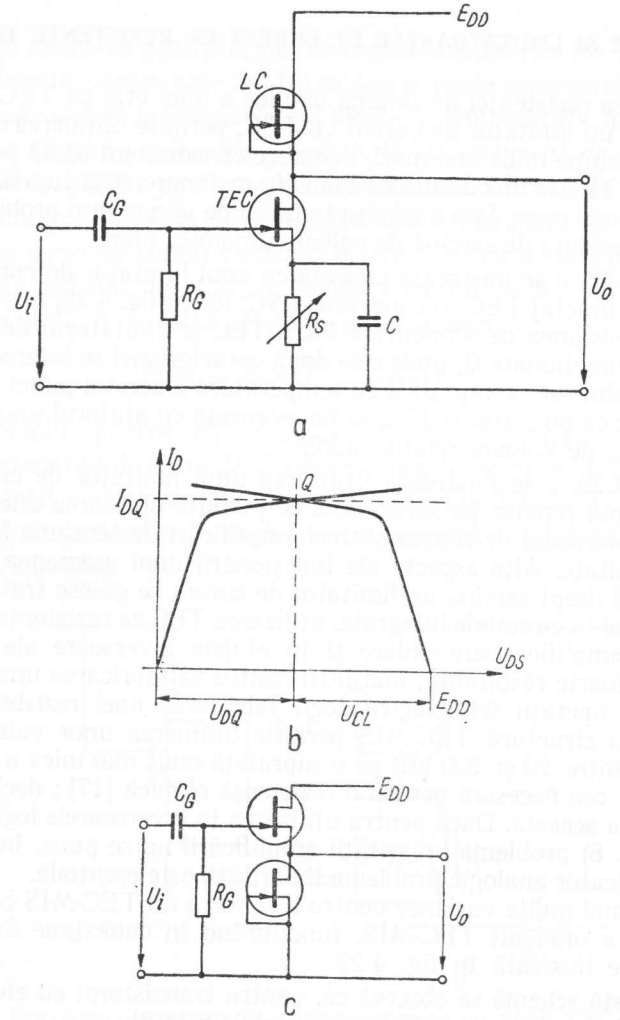



Fig. 4.28. Etaj amplificator cu TEC în conexiunea SC folosind ca sarcină un limitator de curent :

*a* — schema ; *b* — stabilirea punctului de funcționare al schemei ; *c* — repetor pe sursă cu limitator de curent ca sarcină.

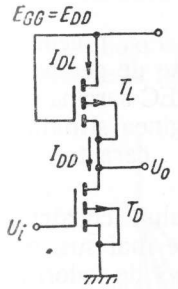



Fig. 4.29. Etaj amplificator cu TEC în conexiunea SC folosind un TEC drept sarcină.

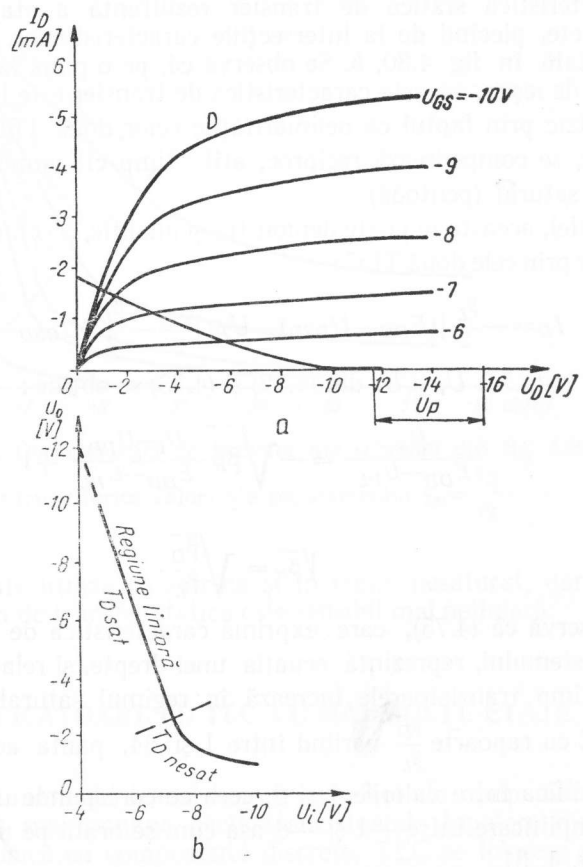



Fig. 4.30. Caracteristicile etajului din fig. 4.29 :

*a* — caracteristica de sarcină în planul $I_D$, $U_D$ al TEC amplificator ; *b* — caracteristica de transfer $U_o$ ($U_i$).

Caracteristicile statice $I_D(U_{DS})$ ale TEC amplificator, $T_D$, precum și caracteristica $I_D=f(U_{GS}=U_{DS})$ a TEC sarcină $T_L$ (care este de geometrie diferită) sînt reprezentate în fig. 4.30, *a*. Caracteristica TEC sarcină este însă reprezentată cu axa tensiunilor inversată, și cu originea situată la tensiunea $E_{DD}$, adică este reprezentată sub formă de caracteristică („dreaptă") de sarcină pentru tranzistorul amplificator.

Caracteristica statică de transfer rezultantă a etajului, construită prin puncte, plecînd de la intersecțiile caracteristicilor de mai sus, este reprezentată în fig. 4.30, *b*. Se observă că, pe o plajă largă de valori ale tensiunii de ieșire, această caracteristică de transfer este liniară, ceea ce se explică fizic prin faptul că neliniaritățile celor două TEC, ambele de tip parabolic, se compensează reciproc, atît timp cît ambele TEC lucrează în regim saturat (pentodă).

De altfel, aceasta se poate demonstra și analitic, plecînd de la egalitatea curenților prin cele două TEC:

$$I_D=-\frac{\beta_L}{2}[(E_{DD}-U_{DSD})-U_{PL}]^2=-\frac{\beta_D}{2}(U_{GSD}-U_{PL})^2 \qquad (4.74)$$

înlocuind în (4.74) $U_i$ și $U_o$ din (4.72) și (4.73) se obține:

$$\frac{U_o}{E_{DD}-U_{PL}}=-\sqrt{\beta_R}\,\frac{U_i-U_{PD}}{E_{DD}-U_{PL}}+1 \qquad (4.75)$$

unde

$$\sqrt{\beta_R}=\sqrt{\frac{\beta_D}{\beta_L}}.$$

Se observă că (4.75), care exprimă caracteristica de transfer normalizată a sistemului, reprezintă ecuația unei drepte, și relația rămîne valabilă cît timp tranzistoarele lucrează în regimul saturat. Prin alegerea unor TEC cu rapoarte $\frac{\beta_D}{\beta_L}$ variind între 1 și 64, panta acestei drepte se poate modifica între valorile 1 și 8, ceea ce corespunde unor valori efective de amplificare între —1 și —8 așa cum se arată pe un exemplu concret în fig. 4. 31.

Este de remarcat, din fig. 4.31, că la utilizarea ca sarcină a unui TEC potrivit ales pentru a compensa neliniaritatea TEC amplificator în conexiunea *SC*, deși se obțin amplificări de tensiune mai mici decît la utilizarea unor sarcini ohmice, în schimb se obțin semnale maxime nedistorsionate la ieșire, mult mai mari (v. § 4.3.1).



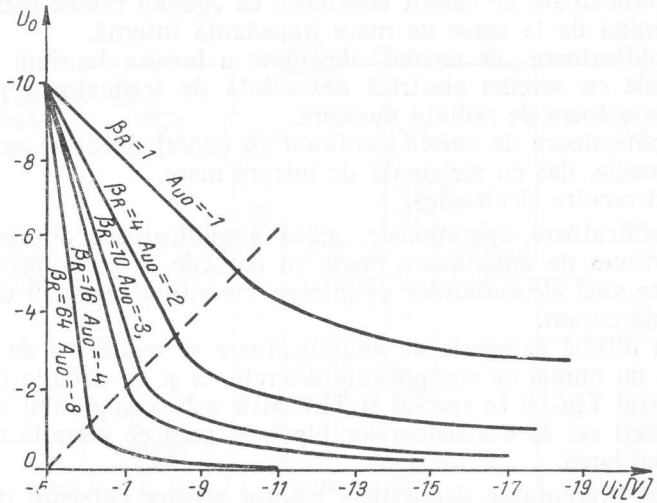



Fig. 4.31. Caracteristici de transfer ale schemei din fig. 4.29 pentru diferite valori ale parametrului $\beta_R=\frac{\beta_D}{\beta_L}$.

TEC se poate utiliza ca sarcină și în regim nesaturat, dar în acest caz caracteristica de transfer statică este sensibil mai neliniară.

## 4.7. AMPLIFICATOARE CU TEC, CU MAI MULTE ETAJE

Deoarece actualmente tranzistoarele cu efect de cîmp discrete sînt, în general, ceva mai scumpe decît tranzistoarele bipolare discrete, în aparatele electronice cu componente discrete, TEC se folosesc ca amplificatoare în special în etajele în care caracteristicile și parametrii la care sînt superiori tranzistoarele bipolare, sînt într-adevăr valorificate.

Pentru amplificatoarele de joasă frecvență și de curent continuu, realizate cu componente discrete, se întîlnesc asemenea situații în:

*1*) Amplificatoare de curent alternativ cu impedanță de intrare mare, sau necesitînd pe parcursul amplificării semnalului etaje cu impedanță de intrare mare.

*2*) Amplificatoare de curent alternativ cu zgomot redus, pentru semnale provenind de la surse de mare impedanță internă.

*3*) Amplificatoare *„de sarcină"* destinate a furniza tensiuni de ieșire proporționale cu sarcina electrică dezvoltată de traductoare piezoelectrice sau detectoare de radiații nucleare.

*4*) Amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct și amplificare mică sau medie, dar cu rezistență de intrare mare.

*5*) Electrometre electronice.

*6*) Amplificatoare operaționale, adică amplificatoare diferențiale de curent continuu de amplificare mare, în cazurile în care sînt necesare valori foarte mici ale curenților de intrare, curenților reziduali de intrare și derivei de curent.

Această ultimă categorie de amplificatoare se realizează de altfel în ultimii ani nu numai cu componente discrete, ci și cu circuite integrate, în care costul TEC și în special al TEC-MIS este comparabil sau chiar mai mic decît cel al tranzistoarelor bipolare, ceea ce permite utilizarea lor mult mai largă.

Deoarece prezentarea detaliată a tuturor acestor categorii de amplificatoare ar cere prea mult spațiu, se vor prezenta sumar în cele ce urmează numai principiul de funcționare și exemple de scheme ale unora din aceste amplificatoare și se vor indica referințele bibliografice selecționate în care se pot găsi prezentări și analize detaliate.

### 4.7.1. AMPLIFICATOARE DE CURENT ALTERNATIV CU IMPEDANȚĂ DE INTRARE MARE [18,19]

Un prim exemplu de amplificator de c. a. folosind etaje cu impedanță mare de intrare îl constituie schema de milivoltmetru electronic [18] din fig. 4.32 cu 10 mV pe scara cea mai sensibilă, pentru gama de frecvențe 20 Hz — 20 kHz. S-au folosit aici în toate etajele TEC-MIS cu canal inițial, de tip *n*. Primul și cel de-al patrulea etaj ($T_1$ și $T_4$) funcționează ca repetoare pe sursă, iar etajele al doilea și al treilea, ca amplificatoare de bandă largă, în conexiunea cu sursa comună ; amplificarea constantă, de ordinul a 20 pe etaj se obține prin stabilizarea curentului de repaus, deci și a conductanței mutuale, cu rezistențe mari în circuitele surselor. În circuitul sursei tranzistorului $T_3$ s-a prevăzut și o rezistență variabilă nedecuplată, care permite ajustarea amplificării.



Folosirea repetorului pe sursă la intrare permite ca divizorul de tensiune de la intrarea milivoltmetrului să nu fie practic afectat de impedanța de intrare foarte mare a acestui etaj. Consumul total de curent este 2,5 mA.

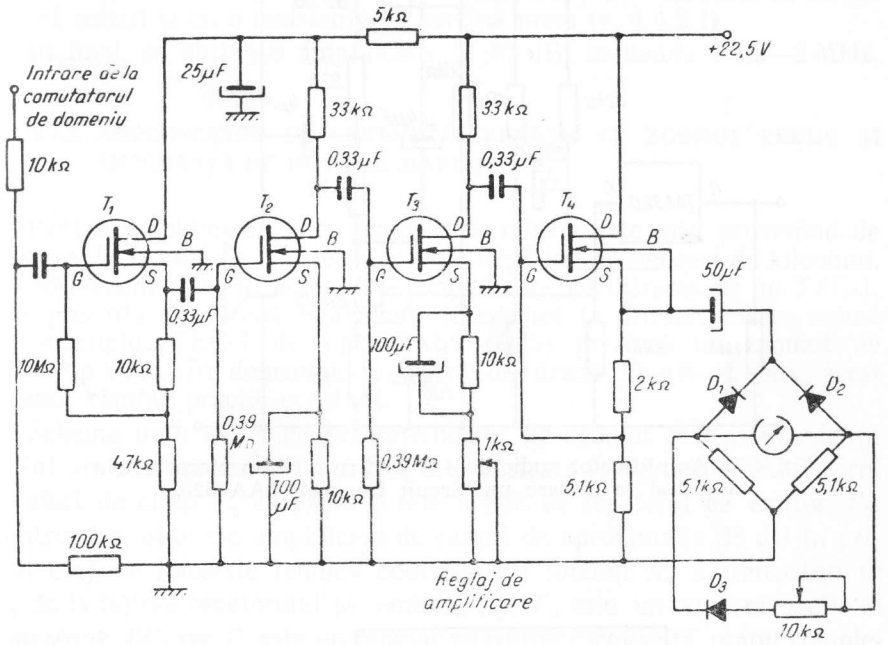



Fig. 4.32. Schema unui milivoltmetru de c. a. realizat în întregime cu TEC-MIS.

Un alt exemplu este amplificatorul audio de putere pentru picup piezoelectric [19] prezentat în fig. 4.33. La intrare, circuitul integrat TAA320, care a fost prezentat în § 4.5.3. reprezintă o pereche complementară cu reacție, permițînd obținerea concomitentă a unei impedanțe de intrare mari și a unei amplificări de tensiune ridicate. Urmează direct etajul de putere în clasă AB.

Puterea de ieșire nominală de 4 W, la 6% distorsiuni se obține cu un semnal de intrare de 67 mV.

O variantă interesantă de amplificator de curent alternativ este ilustrată în fig. 4.34.

Utilizîndu-se numai TEC-MIS cu canal indus în toate etajele, cuplarea între ele se face direct ; este însă necesară o reacție negativă de 100%

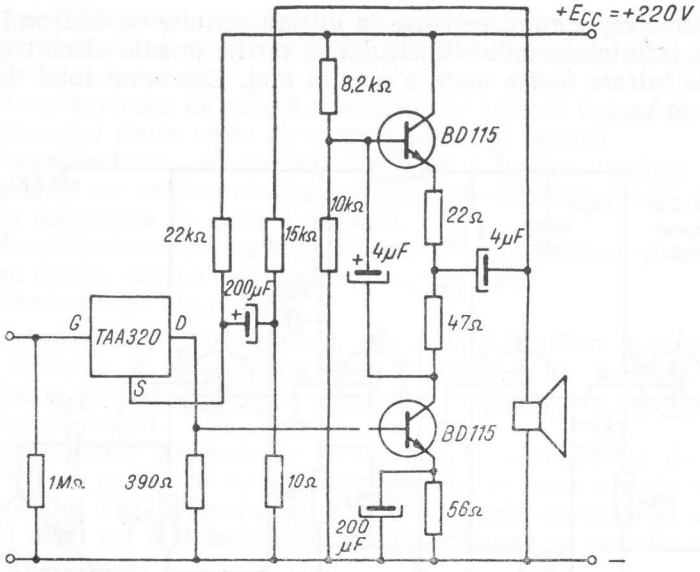



Fig. 4.33. Amplificator audio de 4 W pentru pick-up piezoelectric folosind la intrare un circuit integrat TAA 320.

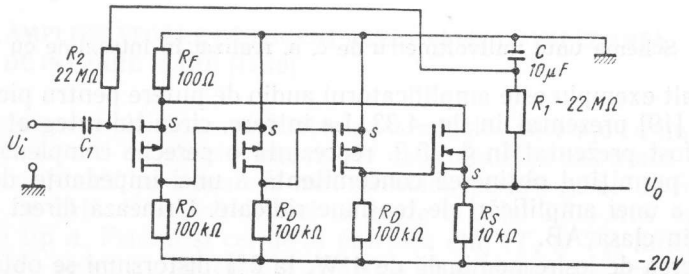



Fig. 4.34. Amplificator de curent alternativ cu TEC-MIS în cuplaj direct, cu reacție de c. c. pentru stabilirea punctelor de funcționare și reacție de c. a. pentru stabilizarea amplificării.



în curent continuu, pentru stabilizarea punctelor de funcționare cu temperatura (rezistențele $R_1=R_2=22$ MΩ și capacitatea $C=10$ μF, care elimină reacția la frecvențe depășind 1 Hz). Reacția negativă în bandă este realizată prin rezistența $R_F=100$ Ω comună primului și ultimului etaj. Amplificarea mare pe etaj se realizează prin funcționarea la un curent scăzut și cu o rezistență de sarcină mare (v. § 4.2.1).

În final, se obține o amplificare de 40 dB, în banda 1 Hz—2 MHz.

### 4.7.2. AMPLIFICATOR DE CURENT ALTERNATIV CU ZGOMOT REDUS ȘI IMPEDANȚĂ DE INTRARE MARE [20, 31]

Pentru amplificarea unor semnale de nivel foarte mic, provenind de la surse de semnal cu rezistențe interne depășind cîteva zeci de kiloohmi, este de recomandat folosirea unui amplificator cu intrarea pe un TEC-J, care prezintă un curent echivalent de zgomot la intrare, foarte redus. De exemplu, TEC-J de tip BFX82 (SGS) prezintă un zgomot de $6\cdot10^{-3}$ pA/Hz. În domeniul de curent de drenă 10 μA—1 mA, acest zgomot rămîne practic constant.

Schema unui astfel de preamplificator de zgomot redus, impedanță de intrare mare și bandă largă [20] este ilustrată în fig. 4.35. Tranzistorul cu efect de cîmp $T_1$ cu canal $p$ este urmat de repetorul pe emitor $T_2$. Pentru a se obține o amplificare de curent de aproximativ 38 dB în primul etaj, se folosește tehnica bootstrapării sarcinii $R_4$ a tranzistorului $T_1$ de la ieșirea repetorului pe emitor, $T_2$; $T_3$ este un etaj obișnuit în conexiune $EC$, iar $T_4$ este un repetor pe emitor care excită etajul complementar în contratimp de putere în clasă AB, cu $T_5$—$T_6$. Impedanța de intrare a amplificatorului, sub forma arătată, este de 6 pF șuntată de 10 MΩ, fiind determinată practic numai de rezistența $R_3$. Prin bootstraparea acesteia — se poate obține ușor o impedanță de intrare mai mare.

Banda amplificatorului este cuprinsă între circa 8 Hz și 2 MHz, cu amplificarea 40 sau 20 dB, după cum $S_1$ este deschis sau închis (cum se arată în fig. 4.34). Tensiunea de ieșire pe o sarcină $R_L\geqslant5$ kΩ este de 10 V. Rezistența de ieșire este de 50 Ω fiind însă determinată practic numai de rezistența de protecție $R_{16}$ conectată la ieșire. Tensiunea de zgomot echivalentă la intrare este de 8 μV cu intrarea în scurtcircuit și de 12 μV cu o rezistență a generatorului de semnal de la intrare de 1 MΩ.

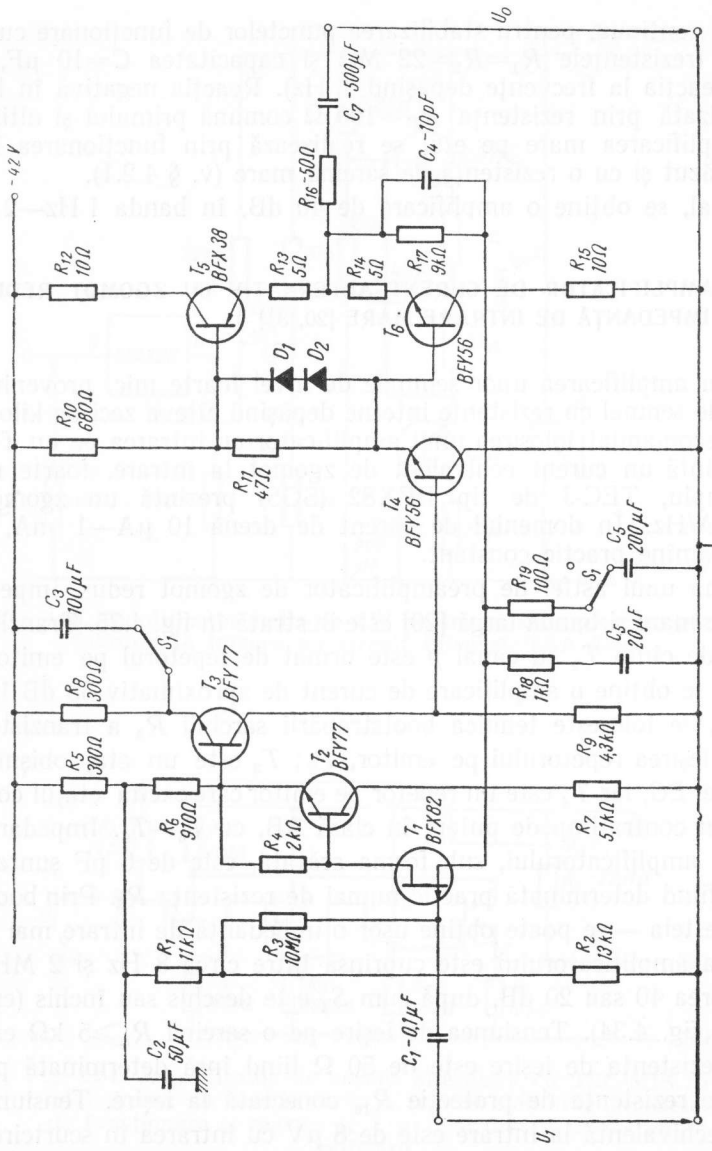



Fig. 4.35. Amplificator de zgomot mic și impedanță de intrare mare cu TEC.



Un alt exemplu, mai simplu, de asemenea preamplificator [21] este ilustrat în fig. 4.36, unde de fapt există o pereche complementară cu reacție de tipul celor analizate în § 4.5.3.

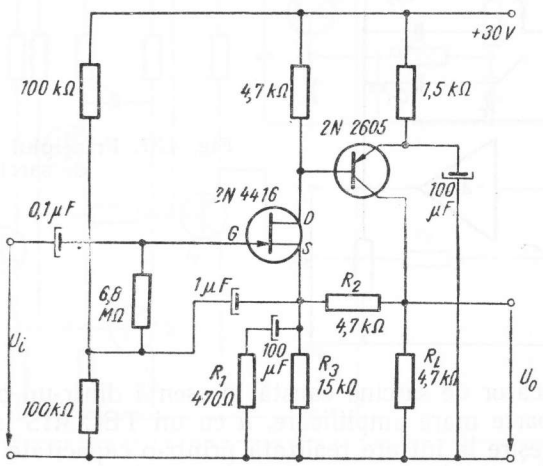



Fig. 4.36. Preamplificator de mare impedanță cu intrare cu TEC într-o structură complementară cu reacție serie-șunt.

Amplificarea preamplificatorului este 20 dB, fiind determinată practic de raportul $\frac{R_2+R_1}{R_1}$, iar banda de la frecvențe este de 1 MHz.

### 4.7.3. AMPLIFICATOARE DE SARCINĂ [23–27]

Unele traductoare pentru mărimi neelectrice, ca de exemplu traductoarele piezoelectrice de presiune sau accelerație, sau detectoarele semiconductoare de particule nucleare, dezvoltă la ieșire *o sarcină electrică* proporțională cu mărimea măsurată. Privite ca surse de semnal, impedanța lor internă este o capacitate de aproximativ 10—1 000 pF [22].

Pentru a asigura obținerea unei tensiuni de ieșire care să fie proporțională practic numai cu sarcina dezvoltată de traductor, independent de valoarea și variația capacității de intrare (de exemplu, de lungimea cablului de legătură) — de asemenea pentru a asigura rezistența de in-

trare foarte mare necesară, s-au elaborat așa-numitele „amplificatoare de sarcină" al căror principiu de funcționare este ilustrat în fig. 4.37.

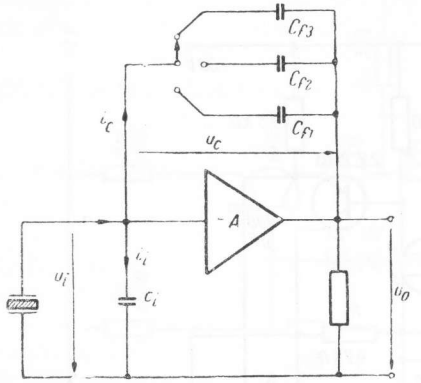



Fig. 4.37. Principiul amplificatorului de sarcină.

Un amplificator de sarcină constă în esență dintr-un amplificator de tensiune de foarte mare amplificare, $a$ cu un TEC-MIS la intrare și cu reacția de la ieșire la intrare realizată printr-o capacitate [23]. Presupunînd capacitatea totală de intrare, $C_t$ (care este suma capacităților traductorului, cablului și intrării amplificatorului) și capacitatea de reacție, $C_f$ — fără pierderi și rezistența de intrare a amplificatorului — infinită, rezultă :

$$u_o = -\frac{1}{a} u_i \tag{4.76}$$

$$u_C = u_o - u_i = -u_o\left(1+\frac{1}{a}\right) \tag{4.77}$$

$$i_C + i_i = i = \frac{dQ}{dt} \tag{4.78}$$

$$i_C = C_f \frac{du_C}{dt} = -C_f\left(1+\frac{1}{a}\right)\frac{du_o}{dt} \tag{4.79}$$

$$i_i = C_t \frac{du_i}{dt} = -C_t \frac{1}{a}\frac{du_o}{dt}. \tag{4.80}$$

Înlocuind (4.79) și (4.80) în (4.78) se obține :

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{du_o}{dt}\left[C_f\left(1+\frac{1}{a}\right)+C_i\frac{1}{a}\right] \tag{4.81}$$

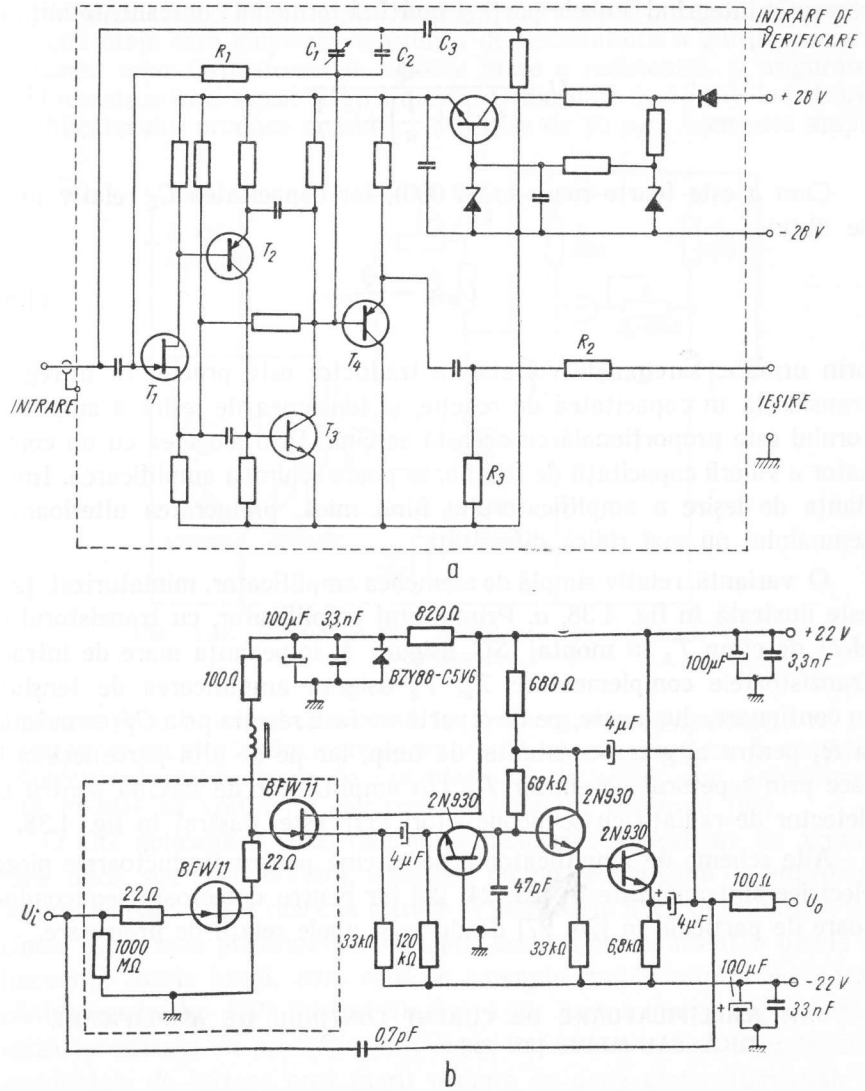



Fig. 4.38. Exemple de amplificatoare de sarcină :
*a* — pentru traductor piezoelectric ; *b* — pentru detector de radiații cu semiconductor.

respectiv integrînd ambele părți și omițînd termenul constant, se obține:

$$U_o = \frac{Q}{C_f\left(1+\frac{1}{a}\right)+C_t\frac{1}{a}}. \qquad (4.82)$$

Cum $a$ este foarte mare ($a>2\,000$), iar capacitatea $C_t$ relativ mică, se obține:

$$U_o \approx -\frac{Q}{C_f} \qquad (4.83)$$

prin urmare, sarcina dezvoltată de traductor este practic în întregime transferată în capacitatea de reacție, și tensiunea de ieșire a amplificatorului este proporțională cu această sarcină. Prin alegerea cu un comutator a valorii capacității de reacție, se poate schimba amplificarea. Impedanța de ieșire a amplificatorului fiind mică, prelucrarea ulterioară a semnalului nu mai ridică dificultăți.

O variantă relativ simplă de asemenea amplificator, miniaturizat [23], este ilustrată în fig. 4.38, *a*. Primul etaj amplificator, cu tranzistorul cu efect de cîmp $T_1$ în montaj *SC* asigură și impedanța mare de intrare, tranzistoarele complementare $T_2$, $T_3$ asigură amplificarea de tensiune în continuare, după care, pe de o parte, se face reacția prin $C_1$ (comutabil) și $R_1$ pentru alegerea constantei de timp, iar pe de altă parte ieșirea se face prin repetorul pe emitor $T_4$. Un amplificator de sarcină pentru un detector de radiații cu semiconductori [32] este ilustrat în fig. 4.38, *b*.

Alte scheme de amplificatoare de sarcină pentru traductoarele piezoelectrice sînt analizate în [23, 24, 25] iar pentru detectoare semiconductoare de particule în [26, 27] dîndu-se și unele relații de proiectare.

### 4.7.4. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU DE AMPLIFICARE MICĂ SAU MEDIE [28–32]

Un asemenea amplificator este folosit de exemplu, în aparatul de măsurat temperatura cu termistoare [28], ilustrat în fig. 4.39.



Folosirea unor TEC în etajul de intrare al amplificatorului diferențial cu două etaje care amplifică tensiunea de dezechilibru a punții, permite utilizarea unor termistoare de valoare mare a rezistenței, și asigurarea prin aceasta a unei sensibilități ridicate. O tensiune de 15 mV la intrarea amplificatorului produce un curent de ieșire de 10 μA. Asemenea ampli-

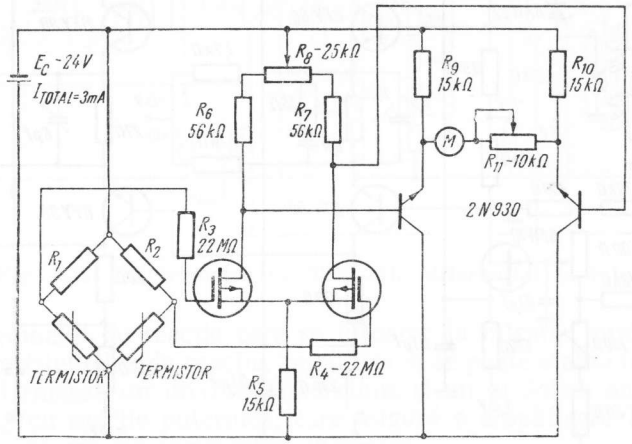



Fig. 4.39. Circuit pentru măsurarea temperaturii cu termistoare.

ficatoare de c. c. avînd ca sarcină în final un microampermetru se pot folosi și pentru alte traductoare de rezistență internă mare, ca, de exemplu, fotorezistențe, traductoare de umiditate, și de altfel, sînt actualmente larg folosite ca voltmetre electronice de curent continuu [29].

O altă aplicație o constituie amplificatoarele-separatoare de amplificare mică sau chiar unitară, destinate numai conversiunii de impedanță de la o valoare foarte mare la intrare la una foarte mică la ieșire [30, 31]. Unele din aceste preamplificatoare pot asigura concomitent o bandă de frecvență foarte largă, cum este de exemplu amplificatorul de intrare pentru osciloscop [32] ilustrat în fig. 4.40, care folosește repetoare pe sursă (prevăzute cu protecție prin diode la intrare, contra unor tensiuni accidentale de intrare prea mari) urmate de două etaje diferențiale de bandă largă cu tranzistoare bipolare (cu corecția la înaltă frecvență în circuitele de emitor.).

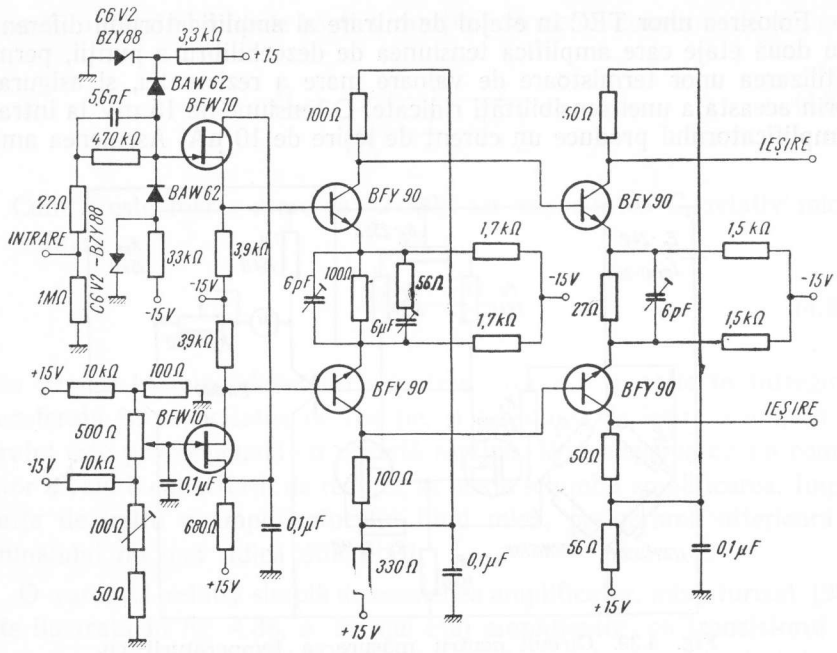



Fig. 4.40. Preamplificator de bandă largă și mare impedanță de intrare.

Preamplificatorul asigură o amplificare $A_u$=3,6 într-o bandă de la 0 la 300 MHz, cu o impedanță de intrare de 1 MΩ||17,5 pF și o tensiune de zgomot (cu intrarea scurtcircuitată) mai mică de 0,2 mV în această bandă.

### 4.7.5. ELECTROMETRE CU TEC—MIS [33—37]

În ultimii ani tuburile electrometrice au fost complet înlocuite prin TEC-MIS pentru realizarea de electrometre electronice. În acest scop se fabrică de altfel și TEC-MIS speciale, împerecheate și cu o construcție și tehnologie deosebit de îngrijită, pentru a asigura valori ale rezistenței $r_{gs}$ de $10^{14}$ pînă la $10^{15}$ Ω. Schema unui astfel de electrometru [33] prevăzut cu reglaje brute și fine de zero și de compensare a variațiilor tensiunii de alimentare este ilustrată în fig. 4.41. Repetorul pe sursă diferențial de la intrare este urmat de amplificatorul integrat $A_1$. La ieșirea acestuia



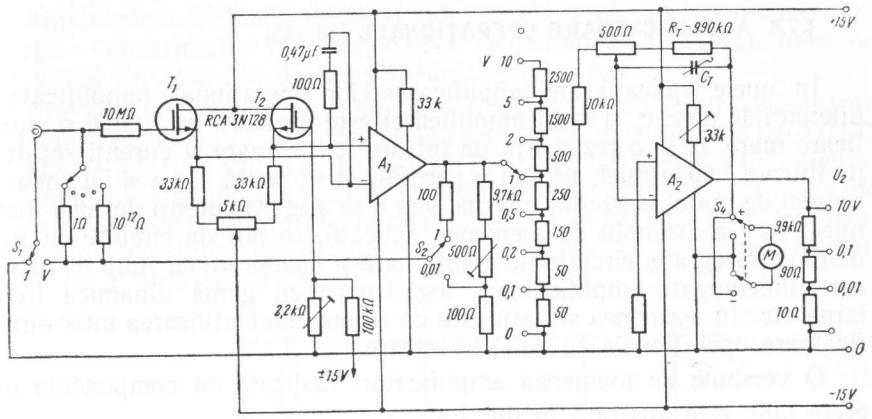



Fig. 4.41. Electrometru cu TEC-MIS diferențial la intrare.

se obține semnalul de reacție care se întoarce la intrare; prin alegerea raportului rezistențelor de reacție, amplificarea se poate stabili la valoarea 1 sau 100. Urmează un divizor de tensiune și un al doilea amplificator integrat ($A_2$) cu reacție puternică, care asigură o amplificare 100, iar la ieșire se conectează un instrument indicator.

Scările de măsură sînt de la 1 mV la 10 V și de la $10^{-14}$ A la 1 mA. Stabilitatea de zero verificată este de $10^{-4}$ V sau $10^{-15}$ A pe oră, și rezistența de intrare $R_i$ este comutabilă între 1 și $10^{12}$ Ω.

Prin măsuri de precauție speciale [34, 35] ca: inele de gardă menținute la potențialul grilei, compensări ale curenților de grilă (de ex. la anumite tensiuni $U_{gs}$ și $U_{gd}$, $I_{GS}$=—$I_{GD}$) izolări deosebit de îngrijite cu teflon etc., se poate reduce la zero curentul de intrare și se pot atinge rezistențe de intrare de $10^{15}$—$10^{16}$ Ω și măsura tensiunii de la 1 mV și curenți de la $10^{-17}$ A în sus.

Este însă de menționat că, datorită cauzelor explicate în § 4.4, derivele de temperatură ale electrometrelor cu TEC-MIS de fabricație curentă sînt de ordinul 100—200 μV/ °C și deriva de timp — de ordinul a 1 mV/24 ore [36], față de 20 μV/ °C și 20 μV/24 ore, pentru electrometrele cu condensator vibrant. De asemenea, zgomotul 1/f se face mai puternic simțit în electrometrele cu TEC-MIS [37].

### 4.7.6. **AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE** [38–43]

În unele aplicații ale amplificatoarelor operaționale (amplificatoare diferențiale de c. c. și mare amplificare) este necesară nu numai o amplificare mare, ci și o rezistență de intrare foarte mare și curenți reziduali de intrare foarte mici, pentru a permite să se poată lucra și cu surse de semnal de mare rezistență internă, sau a se asigura curenți de fugă foarte mici etc. Ca exemplu de asemenea aplicații, se pot da circuite cu timp mare de integrare, circuite de eșantionare și memorare cu timp de memorare îndelungat, amplificatoare logaritmice cu gamă dinamică foarte largă etc. În asemenea situații este de recomandat utilizarea unor amplificatoare operaționale cu TEC la intrare.

O versiune de asemenea amplificator, realizată cu componente discrete [38], este ilustrată în fig. 4.42.

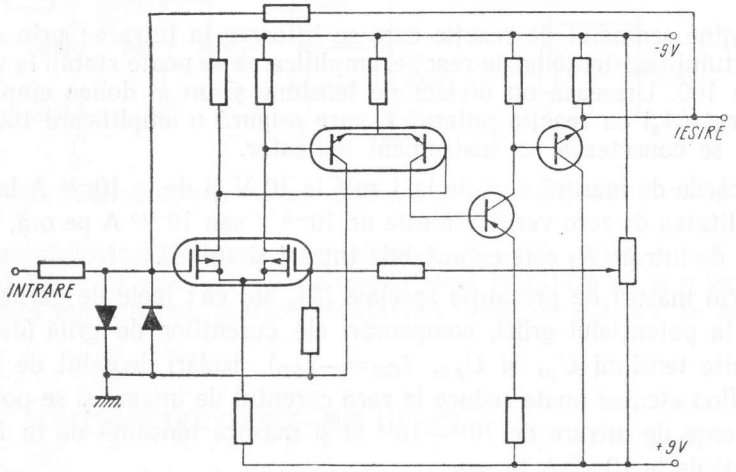



Fig. 4.42. Amplificator operațional cu impedanță de intrare mare cu TEC-J realizat cu componente discrete.

Etajul de intrare, protejat cu două diode selecționate, montate antiparalel, este realizat cu un TEC-MIS dublu, într-o capsulă unică, pentru a asigura o bună identitate termică, după care urmează un al doilea etaj diferențial, cu tranzistor bipolar dublu și alte două etaje, simple.



Amplificarea în buclă deschisă este 1 000, rezistența de intrare fără reacție — aproximativ $10^9$ Ω și deriva de curent în timp mai mică de 0,1 pA/24 ore, iar cea de temperatură de 0,1 pA/ °C.

Alte versiuni de asemenea amplificatoare operaționale cu componente discrete de fabricație industrială curentă — de exemplu FAIRCHILD — ADO — 32 [39] sau ANALOG-DEVICES, model 146 K [40] asigură, la amplificări în buclă deschisă de ordinul a $10^5$, curenți de intrare de 0,2 pA, rezistență de intrare diferențială de $10^{12}$ Ω, derive de temperatură ale curentului, de ordinul sutimilor de pA/ °C, dar derive de tensiune de 2 până la 25 μV/ °C.

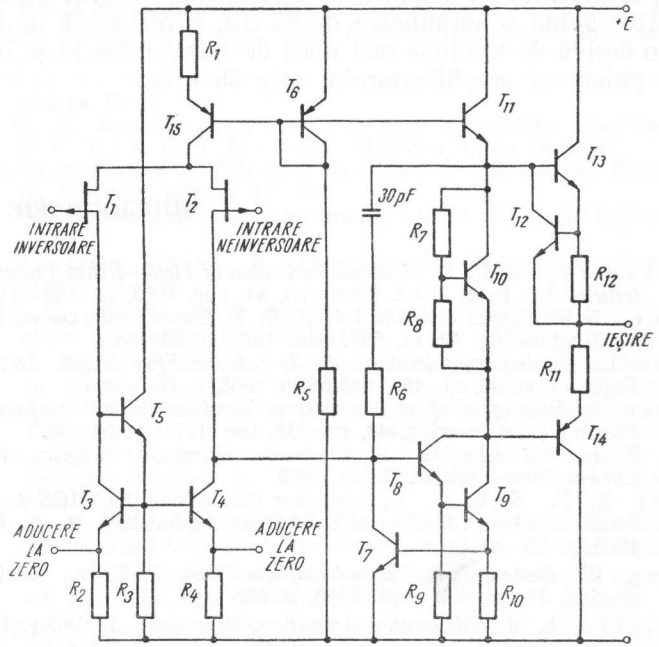



Fig. 4.43. Amplificator operațional integrat tip μA 740 FAIRCHILD, de mare impedanță de intrare, cu TEC-J.

Asemenea amplificatoare operaționale cu TEC la intrare se realizează actualmente și ca circuite integrate [41]. Schema celui mai recent dintre acestea, tip μA 740 FAIRCHILD [42], este ilustrată în fig. 4.43.

Etajul de intrare este realizat cu TEC pereche, $T_1$ și $T_2$, ca repetoare pe sursă, avînd ca rezistență de sarcină rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor bipolare $T_3$ și $T_4$, iar ca rezistență comună de drenă — tranzistorul $T_{15}$ conectat ca generator de curent constant. Urmează un al doilea etaj, cu $T_8$ și $T_9$ conectate ca tranzistor compus Darlington și etajul final în contratimp cu tranzistoare complementare $T_{13}$ și $T_{14}$. Acest amplificator asigură următoarele performanțe tipice: curent de intrare: 100 pA; curent rezidual de intrare: 10 pA; tensiune reziduală de intrare: 10 mV; amplificare: $10^6$; viteză maximă de creștere a tensiunii la ieșire: 6 V/μs. Cîteva particularități și exemple de aplicații ale acestui amplificator operațional sînt prezentate în [42].

În [43] se prezintă un amplificator operațional integrat realizat numai cu TEC-MIS, avînd o amplificare de 65 dB, o rezistență de intrare de $10^{12}$ Ω și o derivă de tensiune mai mică de 1 mV între 15 și 70 °C. Consumul de putere al amplificatorului este 36 mW.

## BIBLIOGRAFIE


1. Middlebrook, R. D. *A simple derivation of Field—Effect Transistor Characteristics.* În: Proc. IEEE (Corresp.), **51**, aug. 1963, p. 1146—1147.
2. Strange, N. *Universal normalised J. F. E. T. Characteristic curves.* În: Electronic Engineering, **42**, nr. 504, febr. 1970, p. 53—58.
3. Watson J. *Biasing considerations in f. e. t. amplifier stages.* În: Electronic Engineering, **40**, nr. 489, noiembrie 1968, p. 600—605.
4. Sherwin, J., *Biasing of f. e. t. s. ensures consistent circuit performances.* În: Electronic Engineering, **43**, nr. 518, ian. 1971, p. 52—56.
5. Gray, P. E. Searle. C. L., *Electronic Principles: Physics, Models and Circuits.* New York, J. Wiley, 1969.
6. Pfeifer, R. F. Sah, C. T., *Distorsion Analysis of the MOS transistor.* În: Semiconductor Products and Solid-State Technology, **9**, nr. 11, noiembr. 1966, p. 39—44.
7. Gosling, W. *Design of small signal amplifiers using FET.* În: Electronic Engineering, **38**, nr. 463, sept. 1966, p. 568—571.
8. Giacoletto, L. J. *Differential Amplifiers.* New York, J. Willey, 1970.
9. Lin, H. C. *Comparison of Input Offset Voltage of Differential Amplifiers Using Bipolar Transistors and Field-Effect Transistors.* În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, **SC-5** nr. 3, iunie 1970, p. 126—129.
10. Diamond, L. și Siefert, A. V. *Designing differential FET inputs with overall performance in mind.* În: Electronics, **44**, nr. 13, 21 iun. 1971, p. 76—80.
11. Wyland, D. C. *FET cascode technique optimizes differential amplifiers performance.* În: Electronics, **44**, nr. 2, 18 ian. 1971, p. 81—84.

NTINUU

guarded insula-
Nuclear Science,

T Gate Leakage
57, nr. 10, oct.

used for measu-
968, p. 520—532.
lications spatiales.

AD0-32-Catalog-

Model 146 J/K,

Amplifier. În :
p. 341—348.
P AMP'S bias

EE Journal of

CAPITOLUL 5

# CIRCUITE DE RF CU TEC

## 5.1. TEC LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ. CIRCUITE ECHIVALENTE ȘI PARAMETRI DE CUADRIPOL

Tranzistoarele cu efect de cîmp au căpătat o largă răspîndire în circuitele de RF. Îmbunătățirile tehnologice și constructive aduse acestor dispozitive în ultima perioadă sînt marcate prin creșterea frecvenței de tăiere, de la aproximativ 10 MHz în 1960, la peste 1 GHz în prezent [1]. În gama frecvențelor înalte se utilizează în special TEC-J și TEC-MIS cu canal *n* inițial, de tip triodă sau tetrodă, deoarece acestea asigură valori mai mici capacității $C_{gd}$. Principalele caracteristici ale unor TEC-MIS triodă și tetrodă folosite în circuite de RF sînt redate în tabelul 5.1 respectiv 5.2.

*Tabelul 5.1*

**Caracteristici tipice ale unui TEC—MIS în conexiunea *SC* cu triodă cu canal *n***

Parametrii la $U_{DS}$=15 V; $I_{DS}$=5 mA;

| | |
|---|---|
| Curent de drenă la $U_{GS}$=0V | <16 mA |
| Conductanța mutuală | <7 000 μS |
| Capacitatea de intrare | <6 pF |
| Capacitate de reacție | <0,2 pF |
| Factor de zgomot la 200 MHz | <4 dB |
| Amplificarea maximă de putere disponibilă | |
| — fără neutrodinare | ≈12 dB |
| — cu neutrodinare | ≈16 dB |

*Tabelul 5.2*

**Caracteristici tipice ale unui TEC-MIS tetrodă în conexiunea *SC***

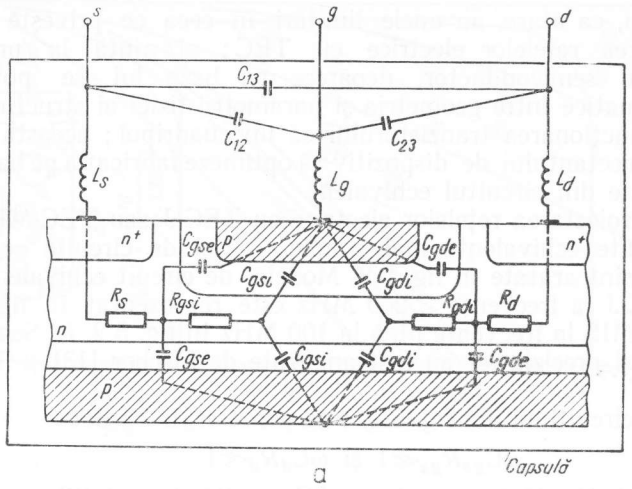
| Parametrii la $U_{DS}$=12 V; $U_{G_2S}$=4 V; $I_{DS}$=10 mA | |
|---|---|
| Curentul de drenă la $U_{G_1S}$=0 | <18 mA |
| Conductanţa mutuală | <1 500 μS |
| Capacitatea de intrare (grilă-sursă) | <5 pF |
| Capacitatea de reacţie (drenă-grilă) | <0,01 pF |
| Factor de zgomot la 200 MHz | <3,5 pF |
| Amplificarea maximă de putere disponibilă la 200 MHz | ≈21 dB |

În literatura de specialitate sînt menţionate diverse metode de calcul al parametrilor de semnal mic, la înaltă frecvenţă, atît pentru TEC-J cît şi pentru TEC-MIS. Acestea includ fie metode de aproximare a caracteristicilor TEC prin serii de puteri [2, 3, 4], fie metode mai exacte de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale care descriu funcţionarea TEC [5, 6, 7, 8], fie rezolvarea ecuaţiilor unor linii de transmisie [9,10], cu care se echivalează TEC la frecvenţe înalte.

Pentru caracterizarea TEC ca amplificator la frecvenţe înalte se folosesc circuitul echivalent şi parametrii admitanţă $y$ definiţi pentru cele trei moduri de funcţionare ale tranzistorului: sursă-comună (*SC*), grilă-comună (*GC*), drenă-comună (*DC*). Parametrii $y$ sînt complexi şi variază cu frecvenţa; la frecvenţe depăşind 100—300 MHz, parametrii admitanţă se măsoară dificil datorită greutăţii obţinerii condiţiilor de scurtcircuit. La aceste frecvenţe tranzistorul se reprezintă printr-un circuit cu parametrii distribuiţi $s$ (scattering parameters), care se măsoară mai comod [11, 12]. Din valorile s măsurate se deduc — prin transformări matematice corespunzătoare — parametrii $y$.

În circuitul echivalent al tranzistorului la frecvenţe înalte se ţine seama că parametrii săi sînt complecşi. Cu cît circuitul echivalent este mai complicat, cu atît el va reprezenta mai precis proprietăţile tranzistorului. În practică se tinde să se utilizeze circuite simplificate în scopul uşurării calculelor. De cele mai multe ori, la frecvenţe înalte, parametrii circuitului echivalent se determină experimental.

Circuitul echivalent complet al TEC-J şi TEC-MIS dedus din parametrii fizici, în cazul cel mai general, împreună cu schema vedere transversală a dispozitivului TEC-J pentru explicarea diverselor elemente intrinseci şi extrinseci sînt prezentate în fig. 5.1. Aceste circuite sînt



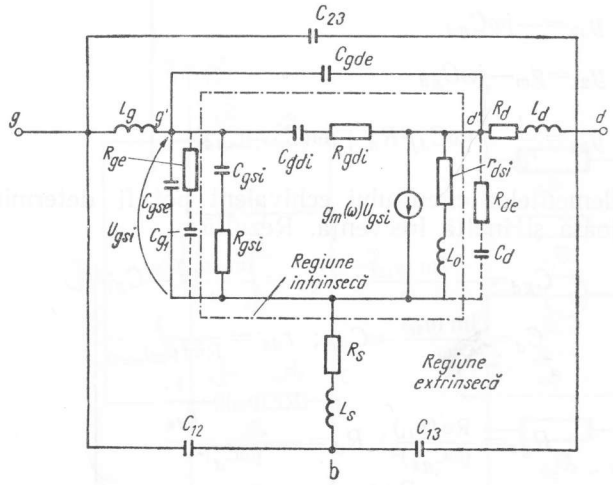




Fig. 5.1. Circuit echivalent complet al TEC-J dedus din parametrii fizici:

*a* — secţiune transversală prin TEC-J arătînd originea diferitelor elemente intrinseci şi extrinseci; *b* — circuitul echivalent al TEC-MIS şi TEC-J (fără elementele legate cu linie întreruptă).

complicate și, ca atare, au unele limitări în ceea ce privește folosirea la proiectarea rețelelor electrice cu TEC; el ajută la proiectarea dispozitivului semiconductor, deoarece pe baza lui se pot stabili relații matematice între geometria și parametrii fizici ai structurii active a TEC și funcționarea tranzistorului ca un cuadripol; aceasta dă posibilitatea proiectantului de dispozitiv să optimeze fabricația pe baza cerințelor rezultate din circuitul echivalent.

Pentru proiectarea rețelelor electrice cu TEC-J sau TEC-MIS se utilizează circuite echivalente mai simple. Astfel de circuite echivalente simplificate sînt arătate în fig. 5.2. Modelul de circuit echivalent simplificat al TEC-J la frecvențe $\leqslant 200$ MHz este reprezentat în fig. 5.2, *a*, iar cel TEC-MIS la frecvențe pînă la 100 MHz în fig. 5.2, *b*. Semnificația elementelor și precizia lor au fost analizate de Fischer [13] și Trofimenkoff [14].

În cazul circuitului din fig. 5.2, *b* se poate arăta că dacă

$$\omega C_{gs} R_{gs} \ll 1 \quad \text{și} \quad \omega C_d R_d \ll 1$$

parametrii admitanță în conexiunea SC rezultă din relațiile:

$$\left.\begin{aligned} y_{11} &= (\omega C_{gs})^2 R_{gs} + j\omega(C_{gs} + C_{gd}) \\ y_{12} &= -j\omega C_{gd} \\ y_{21} &= g_m - j\omega C_{gd} \\ y_{22} &= \frac{1}{r_{ds}} + (\omega C_d)^2 R_d + j\omega(C_d + C_{gd}). \end{aligned}\right\} \tag{5.1}$$

Valorile elementelor circuitului echivalent pot fi determinate prin măsurări la joasă și înaltă frecvență. Rezultă:

$$\left.\begin{aligned} C_{gd} &= -\frac{\operatorname{Im}(y_{12})}{\omega}; \quad C_{gs} = \frac{\operatorname{Im}(y_{11})}{\omega} - C_{gd} \\ C_d &= \frac{\operatorname{Im}(y_{22})}{\omega} - C_{gd}; \quad r_{ds} = \frac{1}{\operatorname{Re}(y_{22})_{\omega=0}} \\ R_{gs} &= \frac{\operatorname{Re}(y_{11})}{(\omega C_{gs})^2}; \quad R_d = \frac{\operatorname{Re}(y_{22}) - \dfrac{1}{r_{ds}}}{(\omega C_d)^2} \\ g_m &= \operatorname{Re}(y_{21})_{\omega=0}. \end{aligned}\right\} \tag{5.2}$$

Rezultatele măsurărilor parametrilor $y$ pe un TEC-J cu canal *n*, destinat aplicațiilor în înaltă frecvență, sînt prezentate în fig. 5.3 [19], împreună cu valorile elementelor circuitului echivalent din aceste rezultate.

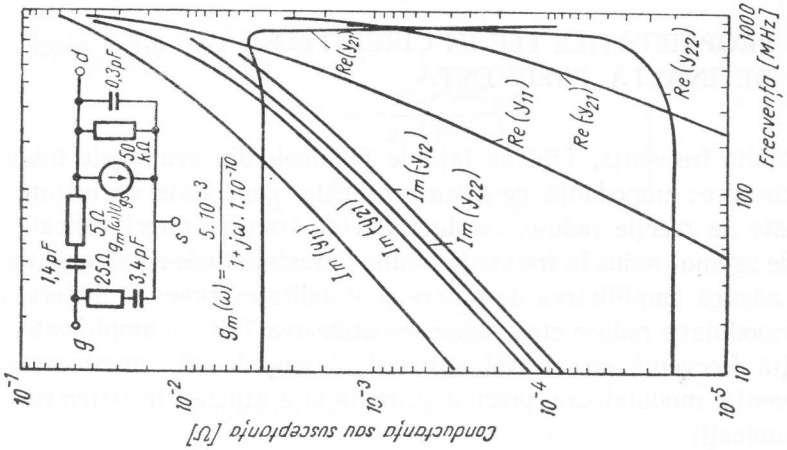



Fig. 5.3. Variația parametrilor $y$ pentru TEC-J cu canal *n* destinat utilizărilor la frecvențe înalte.

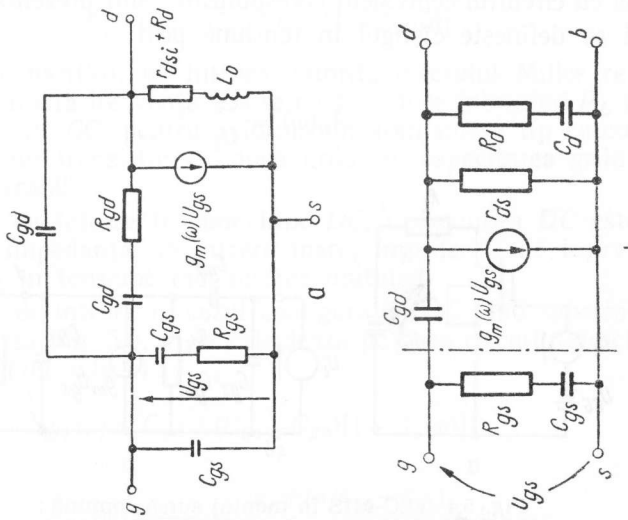



Fig. 5.2. Scheme echivalente simplificate ale TEC la frecvențe înalte:
*a* — TEC-J; *b* — TEC-MIS.

## 5.2. PROPRIETĂȚILE TEC IN CIRCUITELE DE INALTĂ FRECVENȚĂ

În înaltă frecvență, TEC au față de TB unele din avantajele tuburilor electronice: impedanță de intrare ridicată, capacitate de intrare și capacitate de reacție reduse, conductanță de transfer direct ridicată și factor de zgomot redus la frecvențe înalte. Caracteristicile acestea, la care se mai adaugă amplificarea de putere și stabilitatea ridicate, distorsiuni de intermodulație reduse etc., sugerează utilizarea TEC ca amplificatoare de înaltă frecvență cu control automat al amplificării, amestecătoare de frecvență, modulatoare, precum și multe alte utilizări în sistemele de telecomunicații.

### 5.2.1. IMPEDANȚA DE INTRARE A TEC

**Impedanța de intrare în conexiunea SC.** Configurația de bază *SC*, împreună cu circuitul echivalent corespunzător sînt prezentate în fig. 5.4.

Dacă se definește cîștigul în tensiune prin

$$A_u(\omega) = \frac{U_o}{U_i}$$

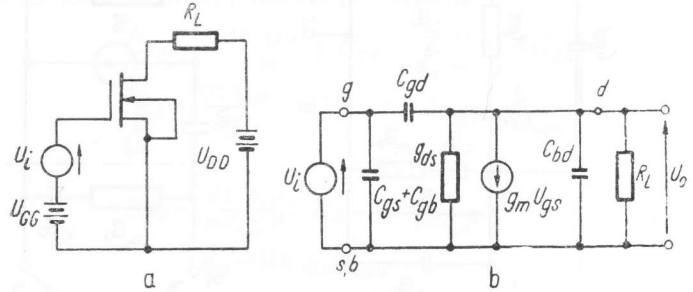



Fig. 5.4. TEC-MIS în montaj sursă comună:
*a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă pentru calculul impedanței de intrare.



se poate arăta ușor că

$$\left.\begin{aligned} A_u(\omega) &= \frac{-(g_m - j\omega C_{gd})}{y_L + j\omega C_{gd}} \\ \text{unde} \quad y_L &= \frac{1}{R_L} + g_{ds} + j\,\omega C_{bd}. \end{aligned}\right\} \tag{5.3}$$

La joasă frecvență cîștigul în tensiune se reduce la

$$A_u(0) = \frac{-g_m R_L}{1 + R_L g_{ds}} \tag{5.4}$$

a cărei valoare maximă este $A_u(0)_{max} = -\frac{g_m}{g_{ds}}$.

Admitanța de intrare este

$$y_i = j\omega[C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}(1 - A_u(\omega)] \tag{5.5}$$

Dacă frecvența este mai mică decît frecvența de tăiere a amplificatorului, $A_u(\omega)$ este o cantitate reală și capacitatea de intrare efectivă a montajului este

$$C_i = C_{gs} + C_{gb} + C_{db}\,[1 - A_u(0)] \tag{5.6}$$

Creșterea capacității de intrare datorită efectului Miller reprezintă o problemă la înaltă frecvență. Ea se poate reduce înlocuind $R_L$ (fig. 5.4) printr-un etaj în *GC* pentru a forma un aranjament tip cascodă, sau întrebuințînd un tranzistor cu două grile cu capacitatea grilă 1-drenă redusă considerabil.

**Impedanța de intrare în conexiune** *DC*. Conexiunea *DC* este caracterizată prin impedanță de intrare mare, impedanță de ieșire relativ joasă și cîștig în tensiune mai mic ca unitatea.

Admitanța de intrare în cazul configurației *DC* cînd substratul este conectat la sursă (fig. 5.5, *a*) se calculează pe baza circuitului echivalent corespunzător (fig. 5.5, *b*):

$$y_i = j\omega\,\{C_{gd} + (C_{gs} + C_{gb})[1 - A_u(\omega)]\} \tag{5.7}$$

unde

$$A_{u1}(\omega) = \frac{g_m + j\omega\,(C_{gs} + C_{gb})}{\frac{1}{R_S} + g_{ds} + g_m + j\omega\,(C_{gs} + C_{gb} + C_{bd})}.$$

În circuitele integrate substratul tranzistorului TEC-MIS poate fi substratul comun al circuitului, dînd naștere la circuitul din fig. 5.5, *c*, al cărui model echivalent este dat în fig. 5.5, *d*. În acest caz, cîștigul în tensiune este

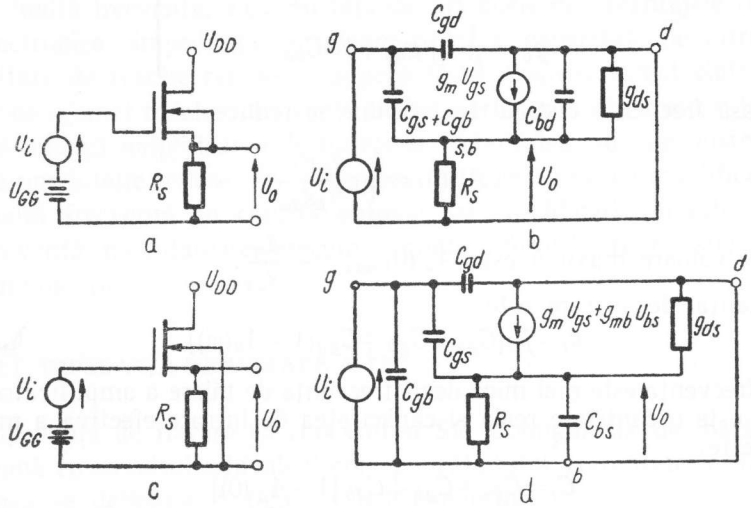



Fig. 5.5. TEC-MIS în montaj drenă comună :
*a* — cu substratul legat la sursă ; *b* — schema echivalentă pentru *a* ; *c* — cu substratul comun ; *d* — circuitul echivalent al lui *c*.

$$A_{u2}(\omega)=\frac{g_m+j\omega C_{gs}}{\frac{1}{R_S}+g_{ds}+g_m+g_{mb}+j\omega\,(C_{bs}+C_{gs})}. \tag{5.8}$$

La joasă frecvență

$$A_{u2}(0)=\frac{g_m}{\frac{1}{R_S}+g_m+g_{mb}+g_{ds}}. \tag{5.9}$$

Valoarea maximă a cîștigului în tensiune este

$$A_{u2}(0)_{max}\Big|_{R_S\to\infty}\approx\left(1+\frac{g_{mb}}{g_m}\right)^{-1}. \tag{5.10}$$



Pentru $g_m=2\,000\ \mu\mho$, $g_{mb}=400\,\mu\mho$, $A_{u2}(0)_{max}=0{,}83$. Admitanța de intrare în cazul configurației din fig. 5.5, *c* devine

$$y_i=j\omega\,\{C_{gd}+C_{gb}+C_{gs}\,[1-A_{u2}(\omega)]\} \tag{5.11}$$

unde $A_{u2}(\omega)$ are expresia dată de (5.8).

**Impedanța de intrare în conexiune** *GC*. Configurația grilă comună poate furniza transformarea de la impedanța de intrare mică la impedanța de ieșire mare. Este caracterizată prin impedanță de intrare joasă, cîștig în curent unitar, și, dacă substratul este conectat la grilă, o foarte

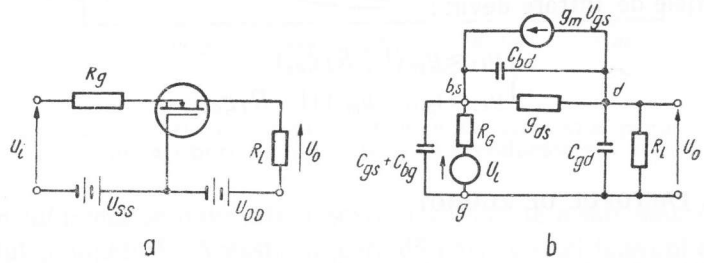



Fig. 5.6. TEC-MIS în montaj grilă comună :
*a* — cu substratul legat de sursă ; *b* — circuitul echivalent.

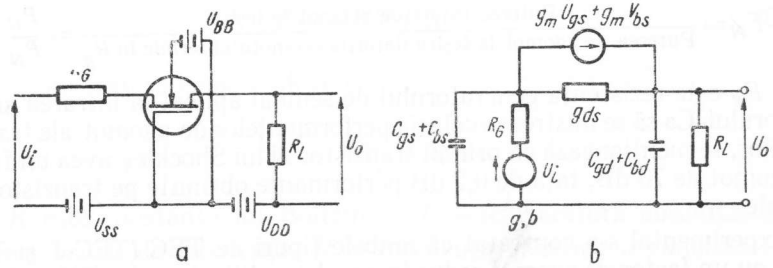



Fig. 5.7. TEC-MIS în montaj grilă comună su substratul legat la grilă :
*a* — schema de principiu ; *b* — circuit echivalent.

mică capacitate de transfer [19]. În fig. 5.6 se prezintă conexiunea în care substratul este conectat la sursă, împreună cu circuitul echivalent iar în fig. 5.7 conexiunea *GC* cu substratul legat la grilă și circuitul echivalent respectiv.

Admitanțele de intrare, văzute de la terminalul sursei, sînt :

$$\begin{cases} \text{— pentru conexiunea din fig. 5.6 :} \\ y_{t1}=g_m-g_{ds}\,[A_{u1}(\omega)-1]+j\omega\,\{C_{gs}+C_{bd}-C_{bd}\,[A_{u1}(\omega)-1]\} \\ \text{— pentru conexiunea din fig. 5.7 :} \\ y_{t2}=g_m+g_{mb}-g_{ds}\,[A_{u2}(\omega)-1]+j\omega\,(C_{gs}+C_{bd}). \end{cases}$$

La joasă frecvență și pentru $G_L$, $g_m \gg g_{ds}$ și $g_m R_{gs}(g_{ds}+G_L) \ll G_L$, admitanțele de intrare devin :

$$\begin{cases} y_{t1} \approx g_m\,(1-R_L g_{ds}) \\ y_{t2} \approx (g_m+g_{mb})\,(1-R_L g_{ds}). \end{cases} \tag{5.12}$$

### 5.2.2. FACTORUL DE ZGOMOT

Pentru caracterizarea performanțelor de zgomot al dispozitivelor electronice se utilizează de obicei noțiunea de „factor de zgomot", definit astfel

$$F_N=\frac{\text{Puterea totală de zgomot la ieșire}}{\text{Puterea de zgomot la ieșire datorită zgomotului termic în } R_g}=\frac{P_N'}{P_N}$$

unde $R_g$ este rezistența generatorului de semnal aplicat la intrarea amplificatorului. Ca să se ilustreze evoluția performanțelor de zgomot ale tranzistoarelor, se menționează că primul tranzistor al lui Shockley avea un factor de zgomot de 70 dB, față de 0,2 dB performanțe obținute pe tranzistoarele actuale.

Experimental s-a constatat că ambele tipuri de TEC (TEC-J și TEC-MIS) au un factor de zgomot redus în cazul amplificatoarelor RF de bandă îngustă [15]. În fig. 5.8 se prezintă caracteristicile de zgomot pentru cîteva tipuri de dispozitive semiconductoare uzuale, într-un domeniu larg de frecvențe.

**Sursele principale de zgomot în tranzistor.** Pentru aprecierea zgomotului tranzistorului trebuie cunoscute sursele fizice care le provoacă. În mod obișnuit în dispozitivele semiconductoare se manifestă cîteva tipuri de surse de zgomot : zgomotul termic, zgomotul de alice etc.



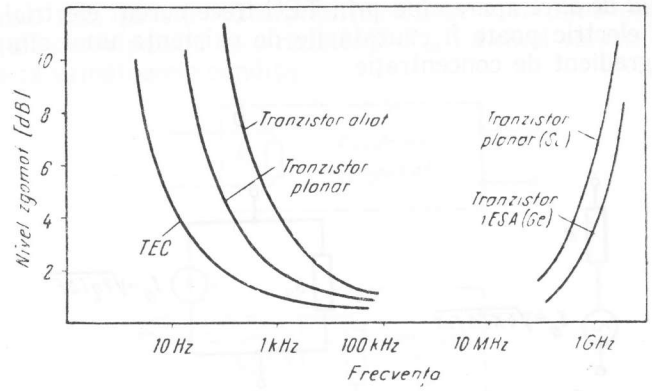



Fig. 5.8. Variația nivelului de zgomot cu frecvența pentru cîteva tipuri de dispozitive semiconductoare.

*Zgomotul termic* se datorește mișcării dezordonate a sarcinilor electrice în canalul conductor[1]. Această mișcare dă naștere unei tensiuni electrice proporțională cu temperatura absolută și lărgimea benzii de frecvență. Valoarea medie pătratică a acestei tensiuni este

$$\overline{E}_N^2=4KT\,R\Delta f \tag{5.13}$$

care la temperatura camerei devine

$$\overline{E}_N^2=126\,R\Delta f\cdot 10^{-6} \tag{5.14}$$

unde $K$ este constanta lui Boltzman, $T$ — temperatura absolută, $\Delta f$ — lărgimea benzii de frecvență, $R$ — rezistența electrică a canalului. Din punct de vedere electric, sursa de zgomot termic poate fi reprezentată printr-un generator de tensiune de zgomot $E_N$ în serie cu rezistența canalului TEC, considerată fără zgomot, așa cum apare în fig. 5.9, *a*.

[1] Rezistențele ohmice ale regiunilor semiconductoare ale tranzistorului constituie surse de zgomot. Deoarece rezistența ohmică a sursei și drenei este mică, zgomotul termic în TEC apare datorită rezistenței ohmice a canalului.

*Zgomotul de alice* apare cînd prin TEC trece curent electric[1]. Trecerea curentului electric poate fi cauzată fie de existența unui cîmp electric, fie de un gradient de concentrație.

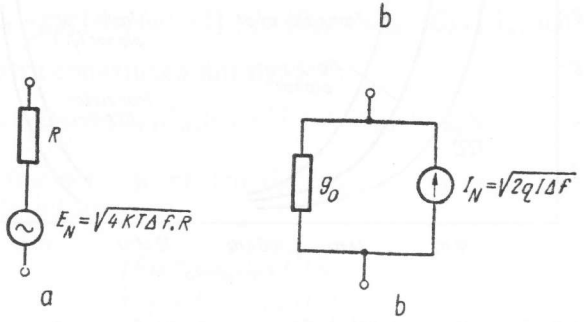



Fig. 5.9. Scheme echivalente de zgomot :
*a* — zgomot termic ; *b* — zgomot de alice.

Din punct de vedere electric, sursa de zgomot de alice poate fi reprezentată printr-un generator de curent de zgomot $I_N$, în paralel cu conductanța canalului (fig. 5.9, *b*). Valoarea medie pătratică a curentului acestui generator este

$$\overline{I_N^2}=2q\,I\Delta f, \tag{5.15}$$

unde $I$ este intensitatea curentului continuu, iar $q$ — sarcina electronului.

**Schema echivalentă de zgomot.** În funcție de modul de definire a parametrilor tranzistoarelor se pot realiza diverse variante de scheme echivalente de zgomot. Schema echivalentă a tranzistorului, care pune în evidență caracteristicile sale de zgomot, se obține în două moduri :

— în circuitul echivalent, alcătuit pentru tranzistorul fără zgomot, se includ, atît la intrarea cît și la ieșirea sa, sau numai la intrarea sa, generatoare echivalente de zgomot care se determină experimental [16, 17, 18] (fig. 5.10) ;

— în circuitul echivalent al tranzistorului fără zgomot se introduc generatoare de zgomot ale căror parametri se determină prin calcul.

[1] Deși există un oarecare grad de organizare a mișcării purtătorilor de sarcină (deplasarea lor medie are loc numai într-o singură direcție), la un moment dat, într-un plan, aceștia ajung să se miște complet la întîmplare. Această mișcare întîmplătoare dă naștere unui spectru uniform de zgomot.



În primul caz, pentru măsurarea lui $E_N$ se scurtcircuitează bornele de intrare ale cuadripolului cu o rezistență $R_{sc}$ , a cărei valoare trebuie să îndeplinească următoarele condiții

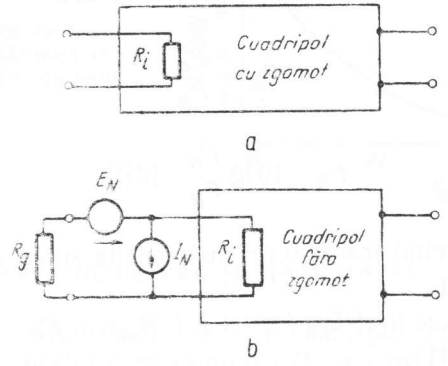



Fig. 5.10. Reprezentarea cuadripolului echivalent de zgomot :
*a* — cuadripol cu zgomot ; *b* — printr-un cuadripol fără zgomot cu generatoare de zgomot la intrare.

$$\left.\begin{aligned} &R_{sc}\ll R_i \\ &\frac{I_N R_{sc}}{R_i+R_{sc}}\ll\frac{E_N}{R_i+R_{sc}}. \end{aligned}\right\} \tag{5.16}$$

Tensiunea generatorului echivalent de zgomot de la intrare $E_N$ este raportul dintre tensiunea la ieșirea cuadripolului și amplificarea sa.

Ca să se măsoare $I_N$ este necesar să se asigure condiția de circuit deschis la intrarea cuadripolului prin intermediul unei rezistențe fără zgomot $R_0$, care trebuie să satisfacă următoarele condiții :

$$\left.\begin{aligned} &R_0\gg R_i \\ &\frac{I_N R_0}{R_i+R_0}\gg\frac{E_N}{R_i+R_0} \end{aligned}\right\} \tag{5.17}$$

Fiind cunoscute $E_N$ și $I_N$ cu ajutorul cărora se calculează puterea de zgomot creată de ele în rezistența canalului tranzistorului

$$P_N=\frac{E_N^2}{R} \tag{5.18}$$

$$P_N = I_N^2 R \tag{5.19}$$

se determină factorul de zgomot al TEC, cu relația:

$$F_N = \frac{P'_N}{P_N} \tag{5.20}$$

sau

$$F_N = 10 \lg \frac{P'_N}{P_N} \quad [\text{dB}] \tag{5.21}$$

În cazul ideal, cînd tranzistorul nu prezintă surse interne de zgomot, $P'_N = P_N$, iar $F_N = 1$.

Dacă se substituie în (5.20) $P_N = 4\,KT\,R_g\Delta f$ și $P'_N = 4\,KT\,R_g\Delta f + \bar{E}_N^2 + \bar{I}_N^2 R_g$, rezultă [11]:

$$F_N = 1 + \frac{1}{4KT\Delta f}\left(\bar{I}_N^2 + \frac{\bar{E}_N^2}{R_g}\right). \tag{5.22}$$

Se constată că această expresie nu depinde de $R_i$, care este o rezistență fără zgomot, însă este funcție de rezistența generatorului de semnal $R_g$. Valoarea optimă a lui $R_g$ corespunzătoare unui factor de zgomot minim se determină în două moduri:

— funcția $F_N$ se derivează în raport cu $R_g$ și se egalează cu zero. Se rezolvă ecuația obținută în raport cu $R_g$ și se determină valoarea optimă a rezistenței generatorului de semnal $R_{gopt}$.

$$R_{gopt} = \frac{E_N}{I_N}. \tag{5.23}$$

Substituind (5.23) în (5.22) rezultă factorul de zgomot optim

$$F_{Nopt} = 1 + \frac{1}{2KT\Delta f} \cdot E_N I_N. \tag{5.24}$$

În fig. 5.11 se arată dependența lui $F_N$ de $R_g$.



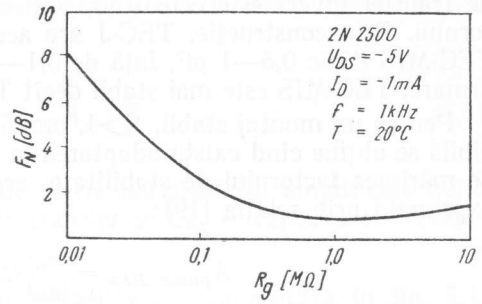



Fig. 5.11. Dependența factorului de zgomot de mărimea rezistenței generatorului de semnal.

### 5.2.3. AMPLIFICAREA DE PUTERE ȘI STABILITATEA

Amplificarea de putere activă a unui cuadripol liniar activ (CLA) se definește ca fiind raportul dintre puterea $P_o$ pe care CLA o cedează unei sarcini definite și puterea $P_i$ aplicată la intrarea CLA. Amplificarea maximă de putere disponibilă a unui CLA are loc cînd intrarea este adaptată cu generatorul de semnal, iar ieșirea este adaptată cu sarcina.

Amplificatoarele selective cu circuite rezonante pot să intre în regim de oscilație atunci cînd se satisfac condițiile de fază și amplitudine pentru amorsarea oscilației. Această situație se datorește prezenței reacției interne în TEC evidențiată prin admitanța de transfer invers $y_{12}$. Datorită acestei admitanțe de transfer invers, la intrarea unui etaj amplificator există o energie transferată de la ieșire, care creează condiții pentru apariția oscilației. Pentru caracterizarea acestei situații se definește convențional un factor de stabilitate $S$. Din punct de vedere energetic acest factor reflectă raportul între energia utilă a unui etaj de amplificare și energia care ar putea produce starea de oscilație. În lipsa reacției interne, factorul de stabilitate este infinit. Factorul de stabilitate, în funcție de parametrii tranzistorului și ai montajului în care funcționează el, este dat de relația [19]

$$S = \frac{2\,\text{Re}\,(y_{11})\,\text{Re}\,(y_{22}) - \text{Re}\,(y_{12}y_{21})}{|\,y_{12}\,y_{21}\,|}. \tag{5.25}$$

Dacă $S > 1$, etajul este stabil, indiferent de valorile conductanțelor la intrarea și ieșirea sa. Cînd $S < 1$, montajul este instabil.

Stabilitatea unui amplificator este puternic influențată de mărimea admitanței de transfer invers $y_{12}$: cu cît aceasta este mai mică, cu atît montajul este mai stabil. În cazul unui TEC în conexiunea *SC*, admitanța

de transfer invers este constituită din capacitatea drenă-grilă a tranzistorului. Prin construcție, TEC-J are această capacitate mai mare decît TEC-MIS (tipic 0,5—1 pF, față de 0,1—0,5 pF în cazul TEC-MIS). Prin urmare, TEC-MIS este mai stabil decît TEC-J în conexiunea *SC*.

Pentru un montaj stabil, $S>1$, amplificarea maximă de putere disponibilă se obține cînd există adaptarea la intrarea și ieșirea lui ; în funcție de mărimea factorului de stabilitate, această amplificare de putere este exprimată prin relația [19] :

$$A_{pmax\cdot disp\cdot} = \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|}\left(S - \sqrt{S^2-1}\right) \tag{5.26}$$

care pentru $S=1$ devine

$$(A_{pmax\cdot\ disp\cdot})_{S=1} = \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|} \tag{5.27}$$

și reprezintă o caracteristică a dispozitivului.

Pentru îmbunătățirea stabilității etajelor de amplificare de RF se prevăd unele măsuri care duc la mărirea factorului $S$. Aceasta se realizează fie prin alegerea potrivită a admitanțelor la intrarea și ieșirea tranzistorului, fie prin reducerea reacției interne pe calea neutrodinării ; neutrodinarea constă în reducerea parțială sau totală a reacției interne cu ajutorul unui circuit exterior tranzistorului. Se obține în felul acesta un amplificator „unilateralizat", a cărui amplificare de putere unilaterală se exprimă prin relația :

$$A_{pu} = \frac{|y_{21}-y_{12}|^2}{4\left[\mathrm{Re}\,(y_{11})\mathrm{Re}\,(y_{22}) - \mathrm{Re}\,(y_{12})\mathrm{Re}\,(y_{21})\right]}. \tag{5.28}$$

Dacă se neglijează admitanța de transfer invers, această expresie poate fi pusă sub forma următoare, destul de utilizată în calculele de proiectare :

$$A_{pu} = \frac{|g_m(\omega)|^2}{4g_{in}(\omega)\,g_o(\omega)} \tag{5.29}$$

sau sub formă normalizată

$$A_{pu} = A_{u0}\frac{\left|\dfrac{g_m(\omega)}{g_{mo}}\right|^2}{4\dfrac{g_{in}(\omega)}{g_{mo}}} \tag{5.30}$$

unde $A_{u0}=g_{m0}/g_{ds}=g_{m0}r_{ds}$ este factorul de amplificare al tranzistorului



la frecvențe joase [22]. Această expresie poate fi adusă la următoarea formă simplificată [9].

$$A_{pu} = \frac{9}{4}A_{u0}\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \tag{5.31}$$

unde $\omega_0=g_{m0}/C_{ox}$ este factorul de merit sau produsul amplificare bandă al TEC, $g_{m0}$ este conductanța de transfer și $C_{ox}$ — capacitatea totală a oxidului de grilă.

Cantitatea $\frac{A_{pu}}{A_{u0}}$, exprimată în decibeli, este reprezentată în fig. 5.12, în funcție de frecvența normalizată, pe baza relațiilor (5.31) și (5.30).

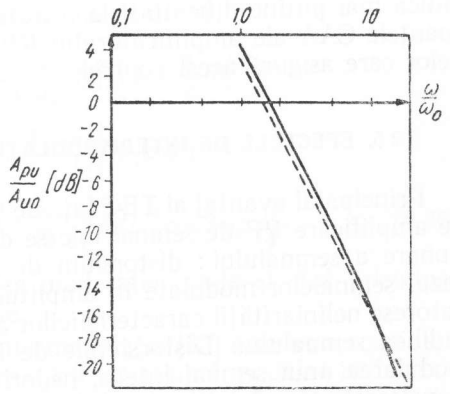



Fig. 5.12. Amplificarea unilaterală de putere în funcție de frecvență.

Pentru obținerea amplificării maxime de putere (la adaptare), atît în cazul montajului neutrodinat cît și în cazul celui fără neutrodinare, admitanțele sursei de semnal $y_g$ și de sarcină $y_L$, trebuie să satisfacă relațiile [19] :

$$\left.\begin{aligned} y_g &= \frac{|y_{12}\,y_{21}|\sqrt{S^2-1}}{2\mathrm{Re}\,(y_{22})} + j\left[\frac{\mathrm{Im}\,(y_{11}y_{21})}{2\mathrm{Re}\,(y_{22})} - \mathrm{Im}\,(y_{11})\right] \\ y_L &= \frac{|y_{12}y_{21}|\sqrt{S^2-1}}{2\mathrm{Re}\,(y_{11})} + j\left[\frac{\mathrm{Im}\,(y_{12}y_{21})}{2\mathrm{Re}\,(y_{11})} - \mathrm{Im}\,(y_{22})\right] \end{aligned}\right\} \tag{5.32}$$

### 5.2.4. CARACTERISTICILE CAA ALE TEC

În amplificatoarele RF, variațiile în limite largi ale nivelului semnalului de intrare impun ca amplificarea montajului să fie variabilă cu tensiunea de polarizare prin intermediul căreia se asigură un control automat al amplificării (CAA). La o proiectare corectă, variația amplificării datorită CAA este de ordinul 30—40 dB.

Alegerea unui sistem de CAA convenabil, care să asigure o atenuare maximă și fără distorsionare a semnalului, constituie o problemă deosebită pentru proiectarea amplificatorului cu TEC, pentru că de această alegere depind multe alte caracteristici ale amplificatorului, ca de exemplu: domeniul de variație al amplificării, variația selectivității etc. Față de tranzistoarele bipolare, care, datorită caracteristicii de transfer exponențiale, pun probleme complexe de alegere a circuitelor de CAA, TEC ridică mai puține dificultăți la o astfel de alegere. Bineînțeles că performanțele CAA ale amplificatorului RF depind și de complexitatea circuitelor care asigură acest control.

### 5.2.5. EFECTELE DE INTERMODULAȚIE IN TEC

Principalul avantaj al TEC față de tranzistorul bipolar (TB) în montaje de amplificare RF de semnal mic se datorește efectelor reduse de distorsionare a semnalului: distorsiuni de modulație și de intermodulație în cazul semnalelor modulate în amplitudine. Distorsiunile de modulație se datoresc neliniarității caracteristicilor amplificatorului și depind de amplitudinea semnalului. Distorsiunile de intermodulație apar în cazul cînd modularea unui semnal intens, nedorit, la intrarea amplificatorului este transferată semnalului purtător dorit. Ele apar cînd amplificatorul prezintă caracteristici de transfer cu neliniarități de ordin trei sau mai mare, impare.

Pentru punerea în evidență a acestui gen de distorsiuni, se va dezvolta în serie caracteristica de transfer $I_D=f(U_{GS})$ a TEC în jurul punctului său de funcționare, $U_{GSO}$, la aplicarea pe grilă a unui semnal $\Delta U_{GS}$:

$$I_D=I_{DO}+\left(\frac{dI_D}{dU_{GS}}\right)_{U_{GSO}}\Delta U_{GS}+\frac{1}{2!}\left(\frac{d^2I_D}{dU_{GS}^2}\right)_{U_{GSO}}\Delta U_{GS}^2+\ldots \tag{5.33}$$

care poate fi pusă și sub forma

$$I_D=I_{DO}+a_1\Delta U_{GS}+a_2\Delta U_{GS}^2+\ldots \tag{5.34}$$



unde

$$a_n=\frac{1}{n!}\left(\frac{d^nI_D}{dU_{GS}^n}\right)_{U_{GS0}} \tag{5.34}$$

Se presupune că semnalul modulat în amplitudine aplicat grilei este

$$U_G=U_1(1+m_1\cos\omega p_1t)\cos\omega_1t \tag{5.35}$$

unde $U_1$ este amplitudinea semnalului purtător;
$m_1$ — grad de modulație;
$\omega_{p1}$ — frecvența de modulație a semnalului purtător;
$\omega_1$ — frecvența purtătoare.

Dacă amplificatorul este acordat pe frecvența $\omega_1/2\pi$, contează numai termenii care conțin $\omega_1$. Substituind $\Delta U_{GS}=U_G$ din (5.35) în (5.34), rezultă pentru componenta în $\omega_1$ a curentului de drenă,

$$I_{D1}=a_1U_1\cos\omega t\left\{\left[1+\frac{3}{4}\frac{a_3}{a_1}U_1^2\left(1+\frac{3}{2}m_1^2\right)+\right.\right.$$
$$+\left[1+\frac{9}{2}\frac{a_3}{a_1}U_1^2\left(1+\frac{1}{4}m_1^2\right)\right]m_1\cos p_1t+$$
$$\left.+\frac{9}{8}\frac{a_3}{a_1}U_1^2m_1^2\cos2\omega_{p1}t+\frac{3}{16}\frac{a_3}{a_1}m_1^3U_1^2\cos3\omega p_1t\right\}. \tag{5.36}$$

Se observă că dacă $a_3\neq0$, gradul de modulație crește și sînt introduse armonici ale frecvenței de modulație.

Cel mai simplu mod de a trata intermodulația [33] este de a considera că un semnal dorit nemodulat $U_1\cos\omega_1t$ și un semnal modulat nedorit de mare amplitudine $U_2(1+m_2\cos\omega_{p2}t)\cos\omega_2t$ se aplică simultan pe grila unui TEC amplificator. Astfel,

$$U_G=U_1\cos\omega_1t+U_2(1+m_2\cos\omega_{p2}t)\cos\omega_2t \tag{5.37}$$

Substituind $\Delta U_G=U_G$ din (5.37) în (5.34) și considerînd numai termenii în $\omega_1$, deoarece circuitul este acordat pe frecvența $\omega_1/2\pi$, rezultă

$$I_{D1}=a_1U_1\cos\omega_1t\left[1+\frac{3}{2}\frac{a_3}{a_1}U_2^2\left(1+\frac{1}{2}m_2^2\right)+\frac{3a_3}{a_1}U_2^2\cos\omega_{p2}t\right].$$

unde s-a presupus că $U_1\ll U_2$ și că termenii de ordin mai mare ca $a_3$ sînt neglijabili.

Prin urmare, gradul de modulație datorit semnalului care interferă este dat de

$$m_k=\frac{\frac{3a_3}{a_1}U_2^2 m_2}{1+\frac{3}{2}\frac{a_3}{a_1}\left(1+\frac{1}{2}m_2^2\right)U_2^2} \tag{5.39}$$

care, dacă intermodulația nu este prea mare, devine :

$$m_k=3\frac{a_3}{a_1}U_2^2 m_2=Km_2. \tag{5.40}$$

Factorul de intermodulație $K$ este independent de $U_1$, dar depinde de pătratul amplitudinii semnalului nedorit $U_2$; relația (5.40) arată că semnalului dorit i se transferă prin interferență o fracțiune $K$ din semnalul modulat nedorit.

Performanțele de intermodulație ale tranzistoarelor bipolare sînt mai slabe decît cele ale tuburilor electronice, motiv pentru care numeroase firme constructoare nu utilizează aceste tranzistoare[1] în primele etaje ale receptoarelor de telecomunicații. Avantajele TEC față de aceste dispozitive constau în nivelul redus al acestor distorsiuni ; din motivul acesta, în prezent, în etajele RF de intrare utilizarea TEC se impune din ce în ce mai mult.

În cazul TEC-MIS triodă, cu trei terminale, distorsiunile de intermodulație sînt minime în regiunea atenuărilor mici, dar devin nesatisfăcătoare la atenuări mari ; lucrul acesta se datorește caracteristicii de transfer pătratice în regiunea de funcționare la amplificare mare, unde conductanța de transfer variază liniar cu tensiunea de grilă. În cazul TEC-MIS cu două grile (tetroda) caracteristicile de intermodulație prezintă îmbunătățiri evidente în întregul domeniu de atenuare a semnalului de intrare.

### 5.2.6. PERFORMANȚE RELATIVE ALE TEC ȘI TB

Performanțele de înaltă frecvență ale unui TEC pot fi comparate cu cele ale TB, utilizînd ca bază relația care dă amplificarea de putere. În cazul TB [21],

[1] În ultima vreme [20], firma Telefunken utilizează în etajele de intrare ale receptoarelor pentru UUS tranzistorul bipolar BF 314.



$$A_{pu}\approx\frac{1}{8\pi^2 f^2}\cdot\frac{f_\alpha}{r_{bb'}C_{b'c}}=\frac{\omega_\alpha}{4r_{bb'}C_{b'c}\omega^2} \tag{5.41}$$

unde $\omega_\alpha$ este frecvența de tăiere a lui $\alpha$, $r_{bb'}$ este rezistența extrinsecă a bazei și $C_{b'c}$ — capacitatea joncțiunii colectorului. Asemănarea acestei relații cu expresia (5.31) pentru TEC este evidentă ; amplificarea ambelor dispozitive scade cu $1/\omega^2$, iar $A_{u0}$ și $\frac{1}{r_{bb'}C_{b'c}}$ sînt mărimi analoge ale impedanței de ieșire.

O asemănare mai evidentă apare dacă se consideră expresia pentru $\omega_0$ (factorul de merit, sau produsul amplificare bandă al TEC) și pentru $\omega_\alpha$ (în cazul TB), ambele fiind măsuri ale inversului timpului de tranzit al purtătorilor de sarcină prin regiunile active ale celor două dispozitive. Pentru TEC-MIS [9].

$$\omega_0=\frac{\mu U_G-U_P}{L^2}=\frac{g_{m0}}{C_{ox}} \tag{5.42}$$

iar pentru TB [29]

$$\omega_\alpha\approx\frac{nD_B}{w_B^2} \tag{5.43}$$

unde $n=2\ldots4$ depinde de condițiile tehnologice de lucru ale firmei constructoare respective, $D_B$ este coeficientul de difuzie al purtătorilor minoritari în regiunea bazei, iar $w_B$ — grosimea bazei. Utilizînd relația lui Einstein $D=\mu\frac{KT}{q}$, rezultă

$$\omega_\alpha=n\frac{\mu_B\frac{KT}{q}}{w_B^2}. \tag{5.44}$$

Relațiile (5.42) și (5.44) pun în evidență diferențele fizice și tehnologice între cele două dispozitive.

Revenind la relația (5.41), frecvența la care amplificarea de putere a TB devine egală cu unitatea este

$$\omega_{T\,(TB)}=\frac{1}{2}\left(\frac{\omega_\alpha}{r_{bb'}C_{b'c}}\right)^{1/2} \tag{5.45}$$

care pentru TB cu Ge optim proiectate poate fi pusă și sub forma [24],

$$f_{T\,(TB)}=\frac{\omega_T}{2\pi}=\frac{(5\ldots12)10^6}{D}\ [\mathrm{Hz}] \tag{5.46}$$

unde $D$ este lărgimea benzii emitorului, în cm. Se apreciază că pentru TB cu siliciu, $f_T$ va fi mai mic cu un factor de doi sau mai mult. Un calcul similar pentru TEC [9] dă :

$$f_{T\,(\text{TEC-MIS})} = \frac{4{,}1 \cdot 10^6}{L} \quad [\text{Hz}] \qquad (5.47)$$

unde $L$ reprezintă lungimea canalului și se exprimă în centimetri. Formula (5.47) a fost obținută presupunînd valori tipice pentru un dispozitiv în siliciu : $A_{u0}=20$, $\mu_n=250$ cm²/s și $P_o=10^4$ W/cm².

Rezultă că la aceleași dimensiuni geometrice, TEC sînt comparabile cu TB cu siliciu.

## 5.3. AMPLIFICATOARE RF CU TEC

În practică se realizează patru tipuri de circuite cu TEC : cu sursa comună, cu grila-comună, cu drena-comună și montaje cascodă. Fiecare din acestea prezintă avantaje specifice în diverse aplicații. Conexiunea *SC* se utilizează cel mai adesea cînd se cere impedanță mare de intrare, impedanță de ieșire medie și amplificare mare. Conexiunea *DC* se caracterizează prin impedanță de intrare ridicată, impedanță de ieșire mică și amplificare de tensiune subunitară. Conexiunea *GC* este caracterizată prin impedanța de intrare coborîtă, impedanța de ieșire ridicată și amplificare de tensiune subunitară.

### 5.3.1. AMPLIFICATOARE RF CU TEC CU SURSĂ COMUNĂ ȘI GRILĂ COMUNĂ

Din compararea parametrilor $y$ pentru conexiunile *SC* și *GC* și, în primul rînd al admitanței de intrare (v. §. 5.2.1.) rezultă două trăsături caracteristice ale conexiunii *GC*. În primul rînd, admitanța de intrare este relativ ridicată, în special în domeniul frecvențelor joase cînd tinde spre $g_m$, ceea ce face ca această conexiune (*GC*) să fie mai convenabilă în cazul surselor de semnal cu impedanță mică ; la conexiunea *SC*, o impedanță mică a sursei de semnal reclamă utilizarea unui transformator ridicător de tensiune pentru a se obține o amplificare convenabilă. Această transformare a semnalului la intrarea etajului amplificator favorizează în egală măsură și creșterea semnalelor care interferă, contribuind prin aceasta la creșterea distorsiunilor de intermodulație. În concluzie, la frecvențe înalte, cînd fenomenul de intermodulație este important și impedanța sursei de semnal este mică, conexiunea *GC* prezintă avantaje esențiale. În al doilea rînd, partea imaginară a impedanței de transfer invers $y_{12}$ este mult mai mică în cazul conexiunii *GC*, fapt pentru care conexiunea *GC* este mai stabilă. Această afirmație se demonstrează prin intermediul fig. 5.13, în care se reprezintă variația factorului de stabilitate $S$ în funcție de frecvență pentru cele două conexiuni ; din figură rezultă



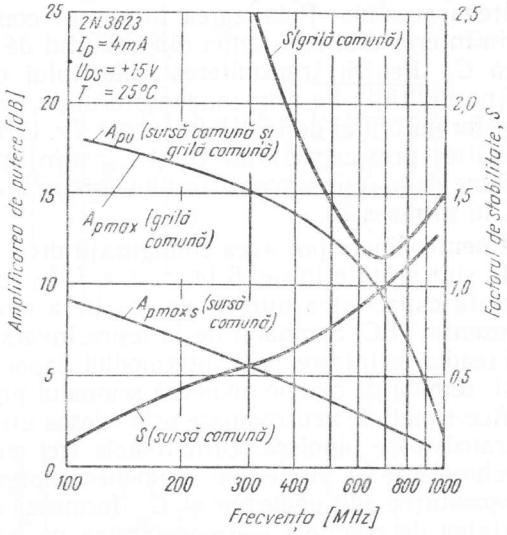



Fig. 5.13. Variația cu frecvența a amplificării de putere și a factorului de stabilitate. Punctele din diagramă pentru $S$, $A_{pu}$, $A_{pmax\,S}$, $A_{pmax}$ au fost calculate cu relațiile (5.25), (5.28), (5.27), (5.26), pe baza parametrilor $y$ măsurați.

că în conexiunea *GC* factorul $S$ este totdeauna mai mare ca unitatea, în timp ce în conexiunea *SC* depășește unitatea numai la frecvențe mai mari de 700 MHz. Curbele de variație ale lui $S$ sînt calculate cu relația (5.25) din parametrii $y$ măsurați în cazul celor două configurații. Pe aceeași figură sînt trasate și curbele de variație cu frecvența a amplificării maxime de putere disponibilă (relația (5.26)), a amplificării maxime de putere stabilă pentru $S=1$ (relația (5.27)) și a amplificării montajului sursă-comună neutrodinat (relația (5.28)).

**Scheme de principiu.** În fig. 5.14, *a* se prezintă schema de principiu a unui amplificator sursă-comună de 100 MHz, neutrodinat. Asemănarea cu montajul cu tub electronic este evidentă ; la intrare bobina $L_1$, care

formează cu $C_1$ un circuit acordat, este montată în circuitul de grilă al TEC, a cărui impedanță de intrare este ridicată întocmai ca în circuitul de grilă al unui tub electronic. Pentru realizarea condiției de adaptare cu o sursă de semnal de impedanță coborîtă, bobina $L_1$ este prevăzută cu prize. Semnalul cules de pe bobina $L_1$ este transmis grilei $G$ a TEC și apare amplificat în drena acestuia. Polarizarea în curent continuu a grilei $G$ se realizează prin intermediul rezistenței din circuitul de sursă, decuplată prin capacitatea $C_3$. Pentru transmiterea semnalului de la ieșire sînt prevăzute două posibilități: fie prin condensatorul de trecere $C_6$, fie prin intermediul transformatorului de înaltă frecvență $Tr$. Circuitul de neutrodinare este constituit prin capacitățile $C_4$ și $C_2$, prin intermediul cărora se culege o tensiune de la ieșirea tranzistorului care se aplică în mod convenabil ca fază la intrarea sa.

Circuitele de neutrodinare pot avea configurații diverse. Cîteva dintre cele mai utilizate sînt arătate în fig. 5.14, *c*, *d*, *e*, *f*. În fig. 5.14, *c* capacitatea $C_f$ reprezintă capacitatea internă de reacție a amplificatorului $A$, care poate reprezenta TEC. Semnalul de la ieșire, inversat prin transformator, poate fi readus la intrare prin intermediul capacității de neutrodinare $C_N$. Acest semnal de reacție anulează semnalul prin calea de reacție internă $C_f$. Acest mod de neutrodinare este adesea utilizat și în amplificatoarele cu tranzistoare bipolare. Următoarele trei circuite se explică prin circuitele echivalente în punte, de asemenea reprezenta pe figură. În fig. 5.14, *d* capacitățile adiționale $C_N$ și $C_x$ formează o punte de capacități cu capacitatea de reacție $C_f$ și capacitatea de ieșire $C_0$, conform circuitului echivalent în punte. La echilibru, cînd $C_N C_o = C_x C_f$, semnalul la intrare este nul pentru oricare $u_o$ la ieșire. In mod similar, în fig. 5.15, *e* poate fi realizată o punte de capacități utilizînd capacitatea de intrare $C_i$ în loc de capacitatea de ieșire; $C_N$ și $C_x$ se adaugă pentru a forma o punte cu $C_f$ și $C_i$. La echilibru cînd $C_N C_i = C_f C_x$ se obține neutrodinarea.

În general, circuitele de neutrodinare cu punte de capacități, ca cele prezentate mai sus sînt de preferat, deoarece asigură o neutrodinare mai puțin dependentă de frecvență.

Pentru etaje amplificatoare de bandă îngustă se pot însă folosi și circuite de neutrodinare acordate cu inductanțe. O punte de inductanțe poate fi realizată cu inductanțele $L_1$ și $L_2$ din fig. 5.14, *f*. Cînd $L_1 C_o = L_2 C_f$, amplificatorul este neutrodinat.

În fig. 5.14, *b* se prezintă un montaj analog cu cel precedent, dar neneutrodinat. În acest caz capacitatea de intrare a montajului se mărește, prin efect Miller, cu mărimea $C_{MILLER} = C_{dg}(1 - A_u)$, în care $A_u$ este

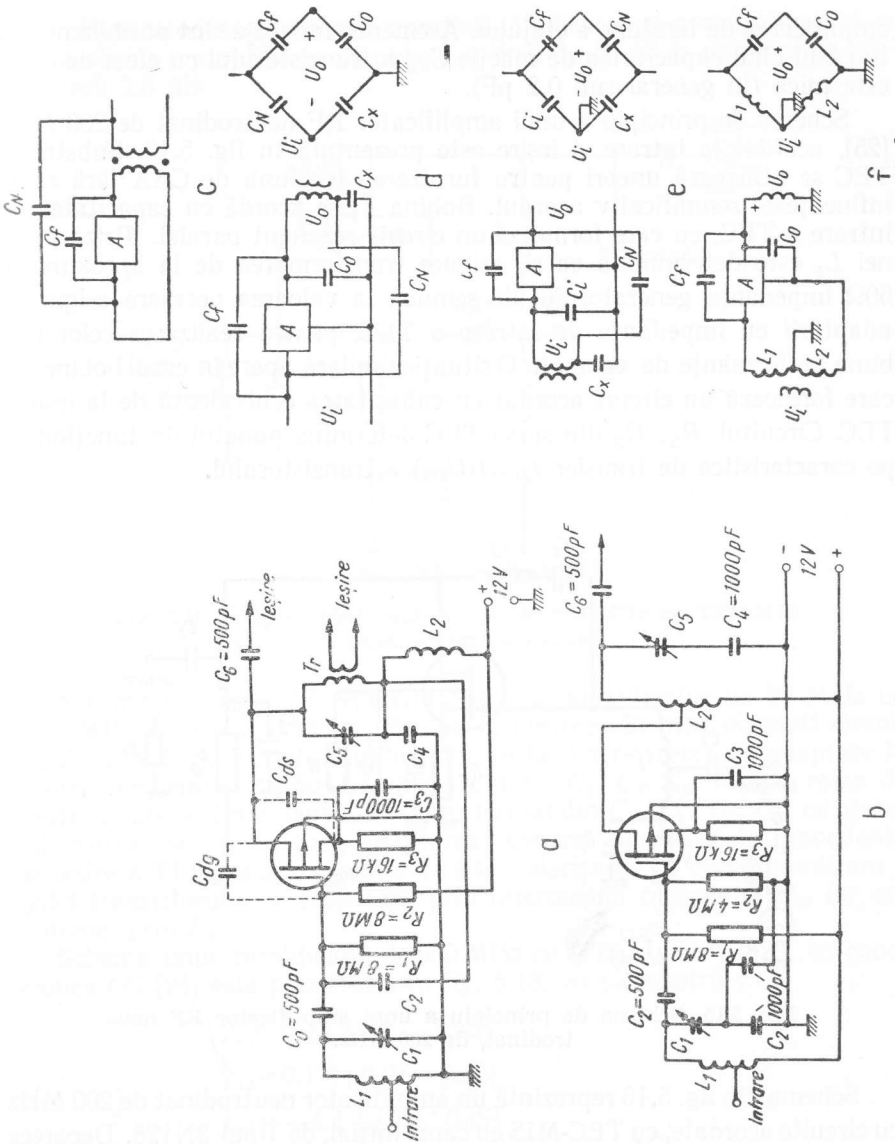



Fig. 5.14. Schema de principiu a unui amplificator în montaj sursă comună de 100 MHz;
*a* — neutrodinat; *b* — neneutrodinat; *c*, *d*, *e*, *f* — diverse circuite de neutrodinare.

amplificarea de tensiune a etajului. Asemenea montaje sînt posibile numai în cazul cînd capacitatea de reacție $C_{dg}$ a tranzistorului cu efect de cîmp este mică (în general sub 0,2 pF).

Schema de principiu a unui amplificator RF neutrodinat de 200 MHz [25], acordat la intrare și ieșire este prezentată în fig. 5.15. Substratul TEC se utilizează uneori pentru furnizarea tensiunii de CAA fără să se influențeze semnificativ acordul. Bobina $L_1$ se acordă cu capacitatea de intrare a TEC, cu care formează un circuit rezonant paralel. Priza bobinei $L_1$ este determinată ca să asigure transformarea de la aproximativ 50Ω impedanța generatorului de semnal, la valoarea necesară asigurării adaptării cu impedanța de intrare a TEC, pentru realizarea celor mai bune performanțe de zgomot. O situație similară apare în cazul bobinei $L_2$ care formează un circuit acordat cu capacitatea echivalentă de la ieșirea TEC. Circuitul $R_S$, $C_S$ din sursa TEC determină punctul de funcționare pe caracteristica de transfer $I_D=f(U_{GS})$ a tranzistorului.

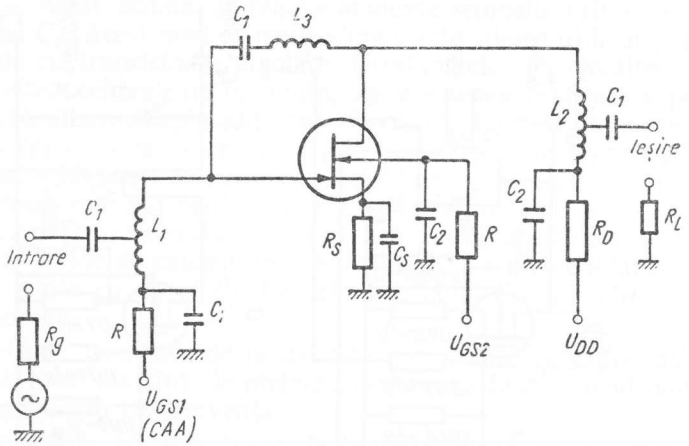



Fig. 5.15. Schema de principiu a unui amplificator RF neutrodinat, de 200 MHz.

Schema din fig. 5.16 reprezintă un amplificator neutrodinat de 200 MHz cu circuite acordate, cu TEC-MIS cu canal inițial, de tipul 3N128. Deoarece acest tranzistor are o capacitate drenă-grilă extrem de mică (aproximativ



0,12 pF) neutrodinarea nu este esențială. Utilizarea ei permite însă să se poată obține o amplificare de putere optimă de 18 dB la un nivel de zgomot sub 3,5 dB.

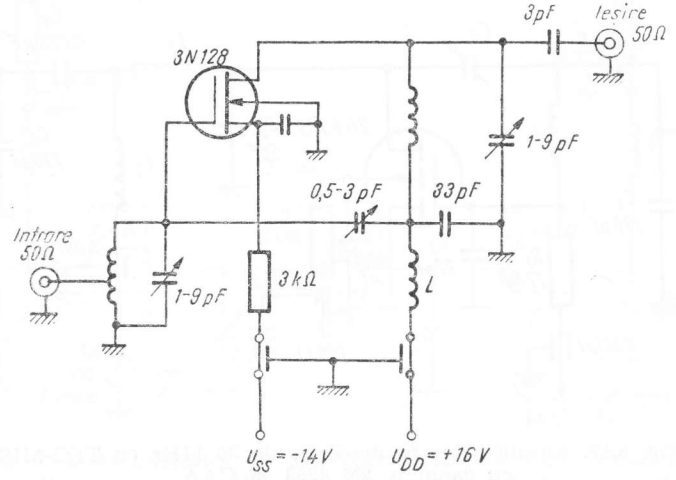



Fig. 5.16. Amplificator neutrodinat de 200 MHz cu TEC-MIS cu canal *n* „prin sărăcire".

Schema din fig. 5.17 reprezintă un etaj amplificator de 30 MHz cu TEC-MIS cu canal *p* indus, 2N 4353, destinat în mod obișnuit circuitelor logice [26]. Etajul amplificator constă dintr-o rețea de adaptare la o sursă de semnal de 50 Ω, formată din $L_1$, $C_1$, $C_2$, $C_3$, dintr-o rețea de neutrodinare și din circuitul de ieșire format din $C_5$, $L_2$, $C_7$, $C_6$, cu ajutorul căruia se realizează adaptarea sarcinii de 50 Ω la impedanța de ieșire a TEC, de aproximativ 14 k Ω. Polarizarea în curent continuu a grilei tranzistorului se realizează prin intermediul rezistenței $R_1$, iar cea a drenei prin $L_3$.

Schema unui amplificator de 500 MHz cu TEC-J, 2N 3823, în conexiunea *GC* [24] este prezentată în fig. 5.18, cu parametrii $y$:

$$y_{11}=6+j\,9 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{12}=0{,}1+j\,0{,}08 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{21}=-4{,}4+j\,2{,}8 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{22}=0{,}02+j\,5{,}5 \quad [\text{mS}]$$

măsurați la $I_D = 4$ mA, factorul de stabilitate al amplificatorului este $S = 1{,}35$. Admitanțele sursei de semnal de la intrare și ale sarcinii la ieșirea amplificatorului, calculate cu relațiile (5.32) — în cazul amplifi-

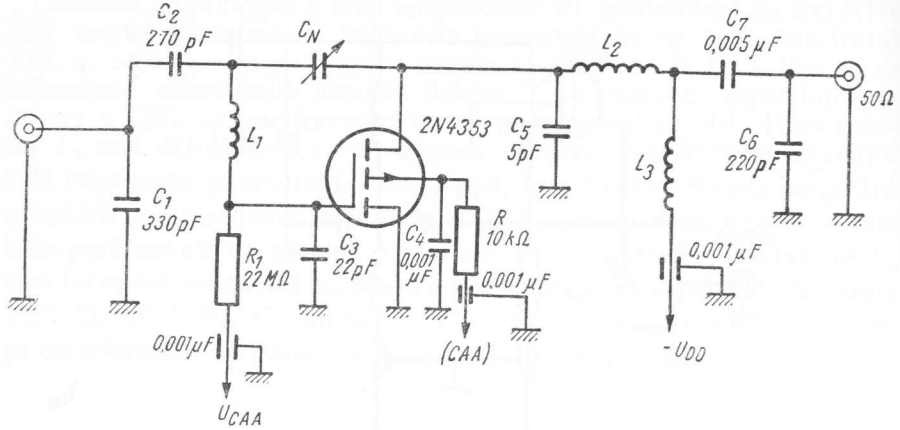



Fig. 5.17. Amplificator neutrodinat de 30 MHz cu TEC-MIS cu canal *p*, 2N 4353, și CAA.

cării maxime disponibile sînt

$$Y_g = 15{,}1 - j\ 10{,}8 \text{ [mS]}$$

$$Y_L = 0{,}05 - j\ 5{,}5 \text{ [mS]}$$

Reactanțele inductive care rezultă din aceste valori se obțin cu linii de transmisiune $\lambda/4$ cu impedanțele caracteristice 80 Ω.

**Posibilități de realizare a CAA.** În practica amplificatoarelor RF cu TEC se utilizează două sisteme de CAA [29] : sistemul CAA prin controlul curentului (CAAI) și sistemul CAA prin controlul rezistenței de intrare (CAAR)[1].

*Sistemul CAAI.* Dacă tensiunea pe TEC se menține constantă și se variază curentul de drenă, admitanța de transfer a tranzistorului se modifică și, prin urmare, variază amplificarea etajului. Acest mod de reglare a amplificării, similar cu cel folosit în montajele cu tuburi electronice, se poate realiza cu TEC-J și TEC-MIS cu canal inițial, cu caracteristica de transfer de forma celei din fig. 5.19, pentru care $|Y_{21}|$ variază

[1] În literatura engleză cele două sisteme de CAA se întîlnesc sub denumirea de CAA invers (reverse-agc), respectiv CAA direct (forward-agc).

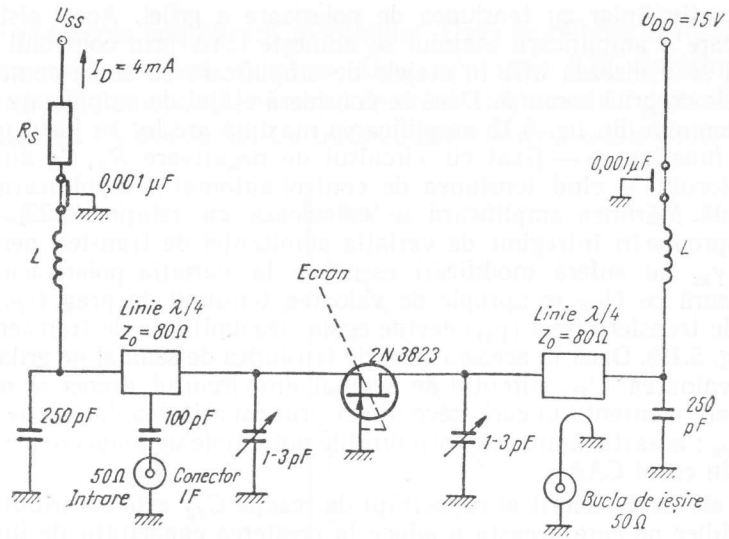



Fig. 5.18. Amplificator de 500 MHz neutrodinat cu TEC-J 2N 3823, în configurația gsilă comună, ale cărui performanțe sînt ilustrate în fig. 5.13.

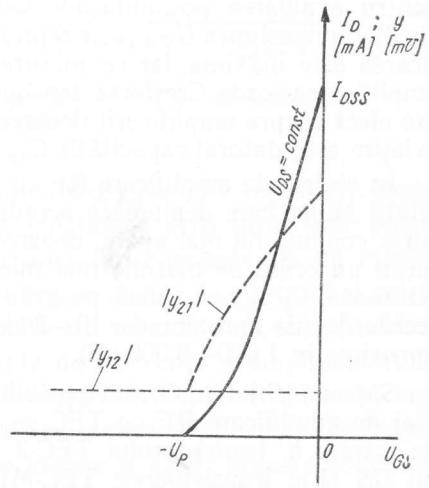



Fig. 5.19. Caracteristica de transfer TEC-J sau TEC-MIS cu canal inițial.

aproximativ liniar cu tensiunea de polarizare a grilei. Acest sistem de modificare a amplificării etajului se numește CAA prin controlul curentului și se utilizează atît în etajele de amplificare cu sursă comună cît și în cele cu grilă comună. Dacă se consideră etajul de amplificare RF cu sursa comună din fig. 5.15 amplificarea maximă are loc în jurul punctului de funcționare — fixat cu circuitul de negativare $R_S$, $C_S$ din sursa tranzistorului — cînd tensiunea de control automat al amplificării $U_{CAA}$ este nulă. Mărimea amplificării se calculează cu relația (5.29) și depinde aproape în întregime de variația admitanței de transfer, pentru că $y_{11}$ și $y_{22}$ nu suferă modificări esențiale la variația polarizării grilei. Pe măsură ce $U_{GS}$ se apropie de valoarea tensiunii de prag $U_P$, admitanța de transfer direct $|y_{21}|$ devine egală cu admitanța de transfer invers $|y_{12}|$ (fig. 5.19). Dacă în această situație tensiunea de semnal pe grilă crește peste valoarea $U_P$, curentul de semnal din circuitul drenei se mărește ca urmare a curentului care trece direct prin capacitatea de reacție drenă-grilă $C_{dg}$; aceasta limitează posibilitățile potențiale de reducere ale amplificării în cazul CAAI.

Un alt efect nedorit al capacității de reacție $C_{dg}$ este contribuția prin efect Miller pe care aceasta o aduce la creșterea capacității de intrare a etajului cu valoarea $(1—A_u)C_{dg}$. Din această cauză, pe măsură ce amplificarea se modifică datorită CAA, se modifică și capacitatea de acord al cărei rezultat este deplasarea frecvenței de acord.

Schema etajului de amplificare din fig. 5.15 constituie o schemă tipică pentru evaluarea posibilităților sistemului CAAI. Variația amplificării (în dB) cu tensiunea $U_{CAA}$ este reprezentată în fig. 5.20; la $U_{CAA}=0$ amplificarea este maximă, iar pe măsură ce tensiunea $U_{CAA}$ devine negativă amplificarea scade. Creșterea tensiunii $U_{CAA}$ peste valoarea $-U_P$, nu mai are efect asupra amplificării deoarece în acest caz $|y_{21}|=|y_{12}|$ și curentul la ieșire este datorat capacității $C_{dg}$ a TEC și amplificarea se limitează.

În etajele de amplificare RF cu grila comună (fig. 5.18) efectul capacității Miller care deplasează acordul etajelor de amplificare cu TEC cu sursa comună nu mai apare, deoarece capacitatea drenă-sursă este cu cel puțin un ordin de mărime mai mică. În cazul montajului din fig. 5.17 tensiunea $U_{CAA}$ se aplică pe grila tranzistorului prin intermediul unei rezistențe (de aproximativ 10—20 kΩ) decuplată printr-o capacitate (de aproximativ 1 000—3 000 nF).

*Sistemul CAAR.* O altă posibilitate de reducere a amplificării unui etaj de amplificare RF cu TEC se obține pe calea micșorării rezistenței de intrare a tranzistorului TEC-J prin polarizarea în direct a joncțiunii *GS* și la tranzistoarele TEC-MIS cu canal indus. Acest lucru are ca



urmare reducerea amplificării montajului. Dacă ne referim la fig. 5.15, la aplicarea unei tensiuni pozitive $U_{CAA}$ pe grila TEC-J, prin intermediul circuitului de CAA, curentul de drenă crește peste valoarea impusă de rezistența $R_S$ din sursă. La început amplificarea crește ușor, trecînd

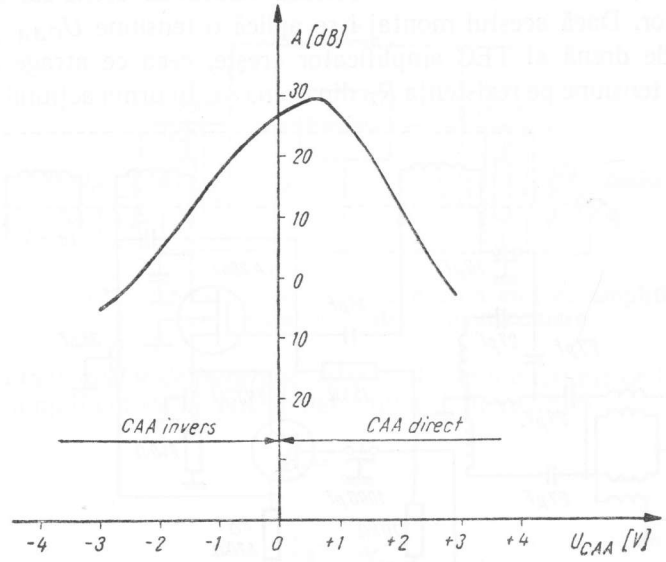



Fig. 5.20. Caracteristica CAA pentru etajul de amplificare din fig. 5.15.

printr-un maxim, situat în jurul tensiunii $U_{CAA}\approx 0{,}5$ V (fig. 5.20). Reducerea amplificării apare numai cînd joncțiunea grilă-sursă este polarizată direct și ca atare contribuie la micșorarea impedanței de intrare. Pe măsură ce tensiunea $U_{CAA}$ directă crește, circuitul de intrare al amplificatorului se amortizează și se dezacordează tot mai mult față de circuitul de ieșire; prin aceasta crește banda de frecvențe a amplificatorului. Deși sistemul CAAR permite reglajul amplificării într-un domeniu larg, dezavantajul lui îl constituie reducerea selectivității amplificatorului ca urmare a micșorării rezistenței de intrare a TEC; aceasta contribuie la dezacordarea circuitelor de intrare.

Din fericire este posibil să se simuleze sistemul CAAR fără să se aplice pe grila TEC-J tensiunea directă. În fig. 5.21 se prezintă un amplificator RF cu TEC-MIS tip *n* TA 2841 [27], care folosește acest sistem de CAA, în care se utilizează un tranzistor suplimentar (bipolar sau TEC) ca impedanță variabilă, care controlează tensiunea drenă-sursă a TEC amplificator. Dacă acestui montaj i se aplică o tensiune $U_{CAA}$ pozitivă, curentul de drenă al TEC amplificator crește, ceea ce atrage creșterea căderii de tensiune pe rezistența $R_D$ din drena sa. În urma acțiunii tensiunii

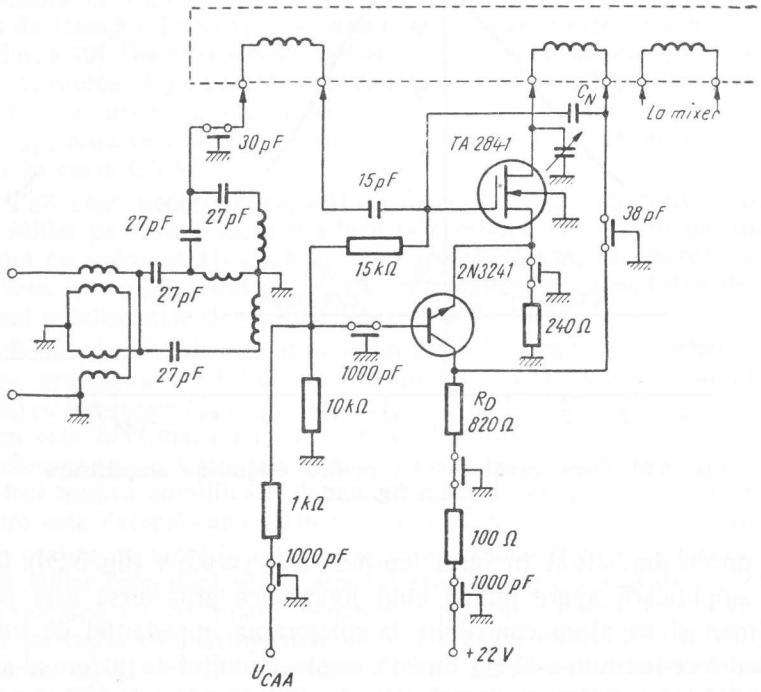



Fig. 5.21. Amplificator RF cu CAA care simulează sistemul CAAR.

pozitive $U_{CAA}$ pe bază, curentul prin tranzistorul bipolar crește. Acest curent, care trece tot prin rezistența $R_D$ din drena TEC, contribuie și mai mult la micșorarea tensiunii drenă-sursă a TEC. Micșorarea tensiunii drenă-sursă contribuie la reducerea amplificării etajului RF.



**Date de proiectare.** Amplificatoarele RF cu TEC cu circuite acordate, indiferent de configurația tranzistorului, se calculează pe baza parametrilor $y$ dați în foile de catalog, sau măsurați de proiectant.

Se consideră configurația generală a unui etaj de amplificare cu circuite acordate la intrare și ieșire, și rețea de neutrodinare (fig. 5.22).

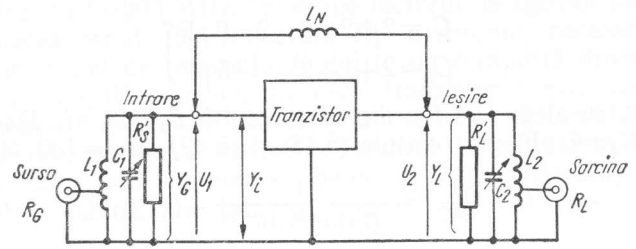



Fig. 5.22. Reprezentarea generală a unui etaj de amplificare cu circuite acordate și neutrodinare.

*Calculul circuitelor de intrare și ieșire.* Valorile inductanțelor la intrarea și ieșirea amplificatorului pot fi determinate cu relațiile

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_i} \tag{5.48}$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_o} \tag{5.49}$$

unde $C_i$ și $C_o$ reprezintă mărimea capacităților la intrarea, respectiv ieșirea amplificatorului și sînt constituite din următoarele capacități individuale:

$$C_i \approx C_1 + C_{gs} + (1-A)C_{12} + C_{distr} \tag{5.50}$$

$$C_o \approx C_2 + C_{ds} + C_{aistr} \tag{5.51}$$

unde

$$C_{gs} = \frac{\mathrm{Im}\,(y_{11})}{\omega} \tag{5.52}$$

$$C_{ds} = \frac{\mathrm{Im}\,(Y_{22})}{\omega} \tag{5.53}$$

iar $C_{distr}$ reprezintă capacitatea parazită a circuitului și are valori tipice cuprinse în intervalul 2—3 pF.

Pentru obținerea unui produs amplificare-bandă ridicat este necesar ca $C_i$ și $C_o$ să aibă valori cît mai mici. În general, acordul la intrare și ieșire se realizează cu condensatoare semivariabile, cu $C_1$ și $C_2$ de 1—6 pF. Dacă se presupune că $C_{distr}$ și valorile lui $C_1$ și $C_2$ necesare pentru acord sînt fiecare de aproximativ 2 pF, că $C_{gs}$ este de ordinul a 2 pF, $C_{Miller}$ de ordinul a 3 pF și $C_{ds}$ de aproximativ 1 pF, rezultă

$$\left.\begin{aligned} C_i &= 2+2+3+2=9\ \text{pF} \\ C_o &= 2+1+2\ \ \ =5\ \text{pF} \end{aligned}\right\} \tag{5.54}$$

Practic, se alege $C_i \approx C_0$, din care rezultă $L_1 \approx L_2 = L$. Dacă se consideră $C_i = C_o = 6$ pF, din relațiile (5.48) și (5.49) la $f = 100$ MHz, rezultă

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{(2\pi 10^8)^2 6 \cdot 10^{-12}} = 0{,}42\ \mu\text{H}.$$

*Calculul circuitului de neutrodinare.* În configurația sursă comună TEC poate fi instabil; pentru obținerea unei amplificări și a unei stabilități adecvate, se utilizează neutrodinarea. Valorile inductanței de neutrodinare $L_N$ (fig. 5.22) se determină din condiția de rezonanță între aceasta și capacitatea de reacție a TEC în configurația sursă comună:

$$L_N \approx \frac{1}{\omega^2 C_{12}} \tag{5.55}$$

unde

$$C_{12} = \frac{\text{Im}\,(y_{12})}{\omega} \tag{5.56}$$

este constituită în principal din capacitatea drenă-grilă a TEC. Pentru majoritatea aplicațiilor poate fi aleasă o valoare $L_N$ fixă, corespunzătoare capacității de reacție a TEC din catalog. În cazul unor montaje critice se alege o inductanță variabilă. Se menționează necesitatea reducerii la minimum a capacității parazite a inductanței $L_N$ față de masă, deoarece aceasta contribuie la scăderea produsului amplificare-bandă al etajului.

*Calculul rezistenței reflectate a generatorului și sarcinii.* Alegerea valorilor rezistențelor reflectate ale generatorului de semnal și ale sarcinii amplificatorului depinde în principal de trei factori: amplificarea de putere, lărgimea benzii și factorul de zgomot. Pentru a se obține amplificarea maximă de putere, este necesar ca transformarea acestor rezistențe să se facă în condițiile asigurării adaptării cu rezistențele de intrare și ieșire ale TEC. În aceste condiții amplificarea de putere se calculează cu relația (5.29). În majoritatea cazurilor rezistența echivalentă $R'_G$ transformată



a generatorului de semnal nu coincide cu valoarea necesară pentru obținerea amplificării maxime de putere atunci cînd se solicită un factor minim de zgomot. Pentru un TEC-J de tipul 2N 3823 în conexiunea SC, se obține un factor de zgomot suficient de coborît în domeniul RF cu $R'_G = 600 \ldots 1\,000\ \Omega$. Cu același tranzistor în conexiunea *GC*, valoarea acestei rezistențe este mai mică; tipic cu $R'_G = 500\ \Omega$ la $f = 100$ MHz sau $R'_G = 300\ \Omega$ la $f = 200$ MHz, se obține factorul de zgomot minim.

Determinarea rezistenței reflectate $R'_L$ a sarcinii, necesară pentru obținerea unei benzi de frecvență $B$ dorite nu comportă dificultăți: în cazul montajului grilă comună, în care tranzistorul este caracterizat printr-o impedanță de intrare coborîtă, factorul de calitate al circuitului de intrare $Q_i$ este mult mai mic decît factorul de calitate al circuitului de ieșire $Q_o$. Ca atare, lărgimea de bandă a etajului de amplificare cu TEC cu grilă comună este dată de relația

$$B = \frac{\frac{1}{R'_L} + \text{Re}\,(Y_{22s})}{2\pi C} \tag{5.57}$$

care în majoritatea cazurilor devine

$$B \approx \frac{1}{2\pi C_o R'_L} \tag{5.58}$$

deoarece

$$Q_i \ll Q_o \tag{5.59}$$

$$\text{Re}\,(Y_{12s}) \ll \frac{1}{R'_L}.$$

În conexiunea *SC*, factorul de calitate al circuitului de intrare este comparabil cu cel al circuitului de ieșire

$$\left.\begin{aligned} Q_i &= \frac{\omega C_i}{1/R'_G + \text{Re}\,(Y_{11s})} \\ Q_o &= \frac{\omega C_o}{1/R'_L + \text{Re}(Y_{22s})}. \end{aligned}\right\} \tag{5.60}$$

Revenind la exemplul de calcul, în cazul configurației grilă comună cele mai bune performanțe de zgomot la 100 MHz se obțin cu $R' \approx 500\ \Omega$; dacă se presupune că rezistența generatorului de semnal este 50 Ω, priza

pe bobina $L_1$ se alege astfel încît să realizeze transformarea 10:1. Din calculul factorului de calitate al circuitului de intrare $Q_l$ în aceste condiții și cu $\mathrm{Re}\,(Y_{21s})=4{,}8$ mS (v. tabelul 5.3), rezultă:

$$Q_l=\frac{\omega C_l}{1/R'_G+\mathrm{Re}\,(Y_{21s})}\approx 0{,}55.$$

*Tabelul 5.3*

**Prametrii Y ai TECJ 2 N-3823**

| Parametrul \ Frecvența | 100 MHz | 200 MHz |
|---|---|---|
| $Y_{11s}$ | (0,1+$j$ 3,0)mS | (0,4+$j$ 6,0)mS |
| $C_{gs}$ | 4,8 pF | 4,8 pF |
| $Y_{21s}$ | (4,8—$j$ 1,1)mS | (4,8—$j$ 2,2)mS |
| $Y_{12s}$ | 0—$j$ 0,9 mS* | (0—$j$ 1,8)mS* |
| $C_{gd}$ | 1,4 pF | 1,4 pF |
| $Y_{22s}$ | (0,03+$j$ 1,1)mS | (0,03+$j$ 2,2)mS |
| $C_{ds}$ | 1,8 pF | 1,8 pF |

*) Partea reală a admitanței inverse de transfer este foarte mică pentru a putea fi măsurată

Banda de frecvență a amplificatorului este determinată complet de valoarea factorului de calitate al circuitului de ieșire $Q_o$, din care rezultă $R'_L$ necesar pentru obținerea benzii de frecvențe. Considerînd $B=10$ MHz, din relația (5.58) rezultă:

$$R'_L=\frac{1}{2\pi C_o B}=2{,}65\ \mathrm{k\Omega}.$$

Dacă se presupune o rezistență de sarcină de 50 Ω, priza pe $L_2$ trebuie aleasă astfel încît să asigure un raport ridicat de transformare (aproximativ 55:1). Pentru realizarea practică a lui $L_2$, este necesară o priză foarte aproape de capătul dinspre masă al bobinei, care poate fi obținută numai experimental, prin modificarea poziției prizei pînă ce se obține raportul de transformare necesar.

În tabelul 5.4 se prezintă performanțele de circuit măsurate pe un etaj de amplificare cu TEC-J, 2N 3823 [28].



*Tabelul 5.4*

**Performanțe măsurate pe un etaj amplificator RF, cu TECJ 2N-3823**

| Configurație montaj | Frecv. MHz | Amplif. putere dB | Banda frecv. MHz | Nivel zgomot dB | Condiții de încercare ($U_{DS}$=15 V, $U_{GS}$=0 V) |
|---|---|---|---|---|---|
| Montaj neneutralizat | 100 | 9 | 9,5—10,5 | 2,2 | $R'_G$=500 Ω |
| Montaj grilă comună | 200 | 9 | 9—11 | 2,5 | $R'_G$=300 Ω |
| Neutralizat | 100 | | | | |
| Montaj sursă comună | 200 | | | | $R'_G$=1 000 Ω |

### 5.3.2. AMPLIFICATOARE RF CASCODĂ

Un dispozitiv larg utilizat în amplificatoarele de înaltă frecvență cascodă, analoge cu cele realizate cu tuburi electronice*) este tetroda MIS, a cărei reprezentare schematică — într-o variantă integrată — este dată în fig. 5.23. În acest montaj dispozitivul semiconductor activ este format din două tranzistoare, de obicei identice. În fig. 5.24, *a* este reprezentată schema de principiu a etajului amplificator cascodă sursă comună-grilă comună, cu alimentare în serie în curent continuu, iar în fig. 5.24, *b* schema electrică echivalentă simplificată, corespunzătoare acestui montaj. După cum s-a demonstrat în § 4.5.1, un astfel de aranjament al dispozitivelor electronice conduce la obținerea unei rezistențe de ieșire extrem de ridicate și elimină aproape în întregime capacitatea de reacție, deoarece intrarea și ieșirea sînt complet izolate prin cel de al doilea TEC.

Amplificatorul RF cascodă se caracterizează prin factor de zgomot coborît, prin stabilitate ridicată, prin amplificare de putere mare și prin performanțe de intermodulație îmbunătățite la atenuări mari. Stabilitatea bună a montajului se datorește reducerii efectului Miller la tran-

*) Multă vreme circuitul amplificator cascodă cu tuburi electronice, care constă din legarea în serie a unei triode cu catodul comun cu o triodă cu grila comună, a oferit mijlocul cel mai bun pentru obținerea unei amplificări RF cu zgomot redus. Nivelul de zgomot redus la triodă față de pentodă, ca și stabilitatea bună a configurației cascodă, a contribuit la răspîndirea largă a acestui montaj. Utilizarea TEC în această configurație constituie o tendință firească în domeniul amplificatoarelor RF.

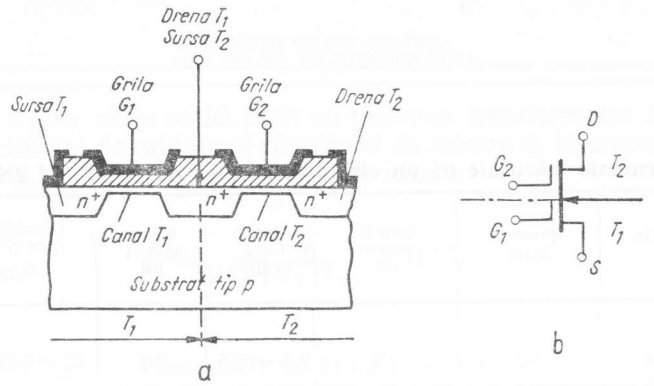



Fig. 5.23. TEC-MIS tetrodă în variantă integrată (cascodă integrată):
*a* — vedere în secțiune transversală; *b* reprezentare simbolică.

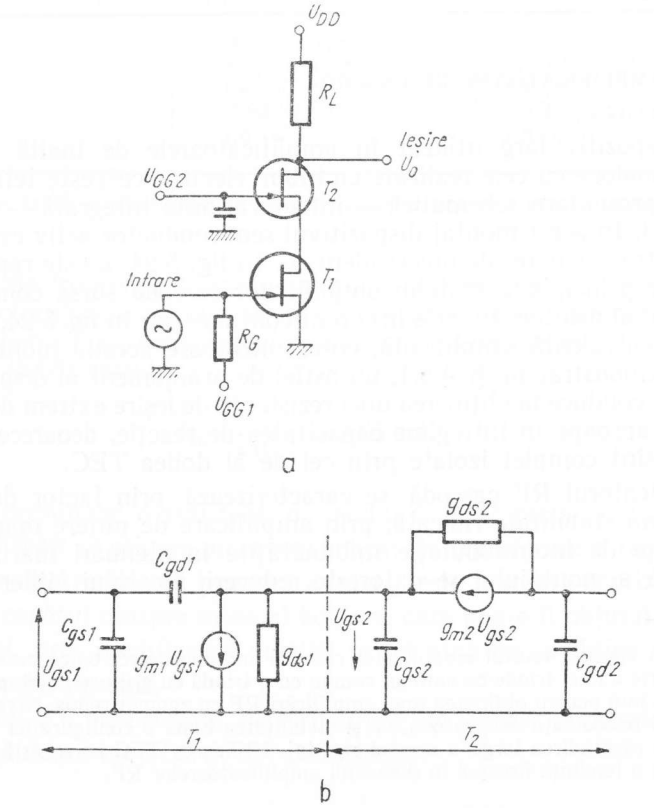



Fig. 5.24. Amplificator RF cascodă:
*a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă simplificată.



zistorul cu sursa comună, precum și valorii mici a capacității drenă-sursă la tranzistorul grilă comună. Cu toate că montajul cascodă nu necesită circuite de neutrodinare, deoarece posedă o bună stabilitate, pentru realizarea unor performanțe de zgomot optime la înaltă frecvență, tranzistorul sursă comună se neutrodinează.

Deoarece montajul cascodă este o simplă conectare în serie a două etaje, unul sursă comună, celălalt grilă comună, performanțele electrice aparținînd întregului montaj se calculează pornind de la parametrii $y_{jks}$ și $y_{jkg}$ ai conexiunilor sursă comună, respectiv grilă comună.

Parametrii $y$ ai conexiunii cascodă se determină cu următoarele relații [34]

$$\left.\begin{aligned} y_{11c} &= y_{11s} - \frac{y_{12s}y_{21s}}{-y_{11g}+y_{22s}} \\ y_{12c} &= -\frac{y_{12s}y_{12g}}{y_{11s}+y_{22s}} \\ y_{21c} &= -\frac{y_{21s}y_{21g}}{y_{11g}+y_{22g}} \\ y_{22c} &= y_{22g} - \frac{y_{12g}y_{21g}}{y_{11c}+y_{22g}} \end{aligned}\right\} \qquad (5.61)$$

De exemplu, din parametrii admitanță în conexiunea SC și GC ai TEC-MOS tip TA 2840, măsurați la 200 MHz în condițiile $U_{DS}=15$ V; $I_D=5$ mA,

$$y_{11s}=0{,}6+j\,7{,}2 \qquad y_{11g}=11+j\,6{,}6$$
$$y_{12s}=0\ \ +j\,0{,}2 \qquad y_{12g}=0\ \ +j\,0{,}55$$
$$y_{21s}=7{,}8-j\,1{,}6 \qquad y_{21g}=-9+j\,1{,}5$$
$$y_{22s}=0{,}4+j\,1{,}75 \qquad y_{22g}=0{,}35+j\,1{,}5$$

toate valorile fiind în mS, rezultă următoarele valori pentru parametrii $y_c$ ai montajului cascodă, calculate cu relațiile (5.61):

$$y_{11c}=0{,}68+j\,7{,}3$$
$$y_{12c}=0{,}006-j\,0{,}005$$
$$y_{21c}=2{,}8-j\,4{,}3$$
$$y_{22c}=0{,}03+j\,1{,}66.$$

Din valorile admitanțelor $y_c$ se obține factorul de stabilitate, amplificarea de putere etc., pe baza relațiilor de la § 5.2.3.

Dacă tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt identice, admitanța de transfer a conexiunii cascodă dedusă din schema echivalentă simplificată (fig. 5. 24, *b*) este

$$y_{12} \approx \frac{j\omega C_{gd} g_{ds}}{g_m + j\omega (C_{gd} + C_{gs})} \tag{5.62}$$

în care s-a presupus $g_{ds} \ll g_m$. Dacă se consideră $\omega(C_{gd} + C_{gs}) \ll g_m$, relația aceasta devine

$$y_{12} \approx -j\omega C_{gd} \frac{g_{ds}}{g_m} \tag{5.63}$$

și pune în evidență faptul că dacă frecvența nu este destul de ridicată, admitanța inversă de transfer este redusă în raportul $g_{ds}/g_m$; de exemplu, dacă $C_{gd}=1$ pF, $g_m=2\,000$ μ A/V și $g_{ds}=50=$ μ A/V, rezultă $y_{12} = -j\omega\,(2{,}5 \cdot 10^{-14})$, care reprezintă o valoare suficient de mică încît conexiunea cascodă să poată fi considerată „unilaterală".

Amplificarea de putere ridicată a conexiunii cascodă [9]

$$A_{\text{CASCODĂ}} = \frac{9/4\, A_{u0} \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}{1 + 4/9\, (\omega/\omega_0)^2} = A_{\text{TEC}} \frac{A_{u0}}{1 + \frac{4}{9}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{5.64}$$

este rezultatul direct al scăderii admitanței de ieșire; din fig. 5.24, *b* admitanța de ieșire la frecvențe joase este dată de relația

$$(y_{22})_{\omega=0} = \frac{g_{ds}}{2 + g_m/g_{ds}}. \tag{5.65}$$

În fig. 5.25 se prezintă schema de principiu a unui a plificator RF cascodă [36] pentru blocul de acord MF de 100 MHz. Semnalul de intrare RF este amplificat în etajul cascodă, prevăzut cu bobină de neutrodinare, cu alimentare paralel în curent continuu (tranzistorul $T_1$ este cuplat în curent alternativ cu $T_2$, astfel încît amplificarea lui $T_1$ poate fi controlată fără a se afecta funcționarea în curent continuu a lui $T_2$).

Ca să se elimine pierderile de putere datorită curentului de semnal în circuitul grilă-sursă al lui $T_2$, în serie cu drena lui $T_1$ se dispune inductanța $L_2$ care formează cu capacitatea $C_{gs}$ (aprox 6pF) a lui $T_2$, un circuit rezonant serie; deoarece rezistența de intrare a tranzistorului $T_2$ este mică,

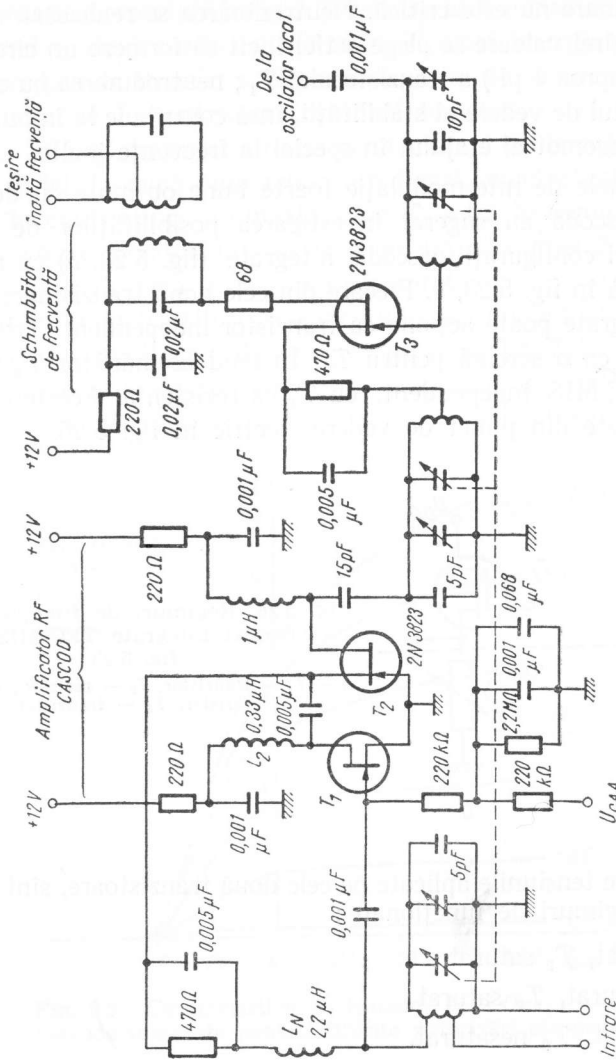



Fig. 5.25. Primul etaj al acordului pe MF de 100 Hz utilizînd amplificator de RF și schimbător de frecvență cu TEC.

această combinare nu este critică. Neutrodinarea se realizează cu inductanța $L_N$, a cărei valoare se alege astfel încît să formeze un circuit rezonant cu $C_{gd}$ (aprox 1 pF) a tranzistorului $T_1$; neutrodinarea nu este necesară din punctul de vedere al stabilității, însă contribuie la îmbunătățirea factorului de zgomot al etajului în special la frecvențe înalte.

Performanțele de intermodulație foarte bune obținute cu două TEC în montaj cascodă au sugerat investigarea posibilităților de realizare practică a unei configurații cascodă integrate (fig. 5.23, *a*) cu reprezentarea simbolică în fig. 5.23, *b*. Fiecare din cele două tranzistoare ale configurației integrate poate acționa ca tranzistor independent. Tranzistorul $T_2$ acționează ca o sarcină pentru $T_1$. În mod asemănător $T_2$ se poate utiliza ca TEC-MIS independent, cu $T_1$ ca rezistență. Aceste conexiuni sînt reprezentate din punct de vedere electric în fig. 5.26.

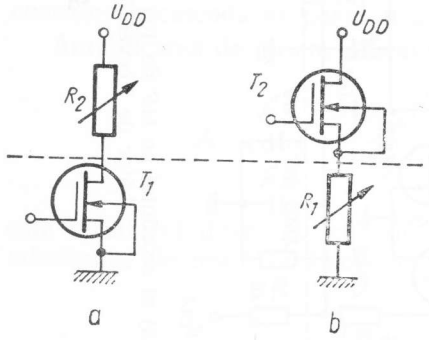



Fig. 5.26. Regimuri de funcționare ale cascodei integrate TEC-MIS din fig. 5.23:
*a* — $T_1$ — tranzistor, $T_2$ — rezistor; *b* — $T_1$ — rezistor, $T_2$ — tranzistor.

În funcție de tensiunile aplicate pe cele două tranzistoare, sînt posibile următoarele regimuri de funcționare:

*1)* $T_1$ saturat, $T_2$ saturat
*2)* $T_1$ nesaturat, $T_2$ saturat
*3)* $T_1$ saturat, $T_2$ nesaturat.

Cele mai utilizate condiții de funcționare sînt 1) și 2). Cînd se întîlnește situația 1), curentul de drenă este controlat prin $U_{GS1}$ și este independent atît de $U_{GS2}$ cît și de $U_{DS}$. Caracteristica de transfer $I_D(U_{GS1})$ pentru



această situație, prezentată în fig. 5.27 este cea corespunzătoare tranzistorului $T_1$. Cînd $I_D$ devine suficient de mare, $T_1$ intră în regiunea nesaturată și caracteristica de transfer a cascodei tinde să se satureze. Sub aceste condiții, grila lui $T_2$ controlează curentul de drenă.

În fig. 5.28 se prezintă variația conductanței de transfer cu variația tensiunii grilei *1*; după cum reiese din figură, conductanța de transfer crește la început, atinge un maxim cînd $T_1$ intră în regiunea nesaturată și apoi descrește. Conductanța de transfer datorită grilei *2* este destul de mică pînă cînd $T_1$ intră în regiunea nesaturată.

Circuitul din fig. 5.29 ilustrează modul în care poate fi utilizat ca amplificator RF un circuit cascodă integrat de tipul TA 7010 [29]. Punctul de funcționare al dispozitivului cascodă se alege din caracteristicile de drenă și puterea de disipație, precum și din curbele de variație a amplifi-

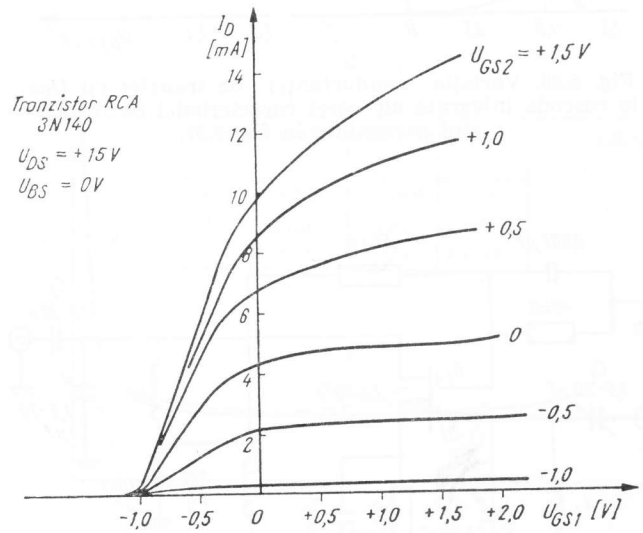



Fig. 5.27. Caracteristica de transfer $I_D$ ($U_{GS1}$) a unei cascode integrate pentru diferite polarizări ale grilei 2.

cării de putere și a factorului de zgomot, în funcție de polarizare, caracteristici care se dau de obicei în foile de catalog (fig. 5.30). Grila a doua a dispozitivului se utilizează pentru CAA.

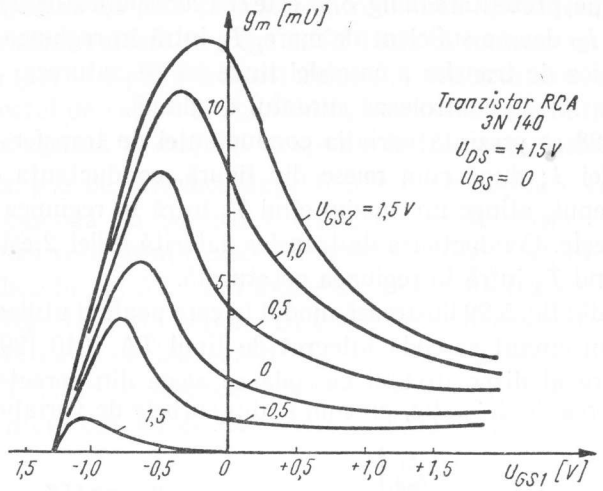



Fig. 5.28. Variația conductanței de transfer cu $U_{GS_1}$ la cascoda integrată ale cărei caracteristici de transfer sînt prezentate în fig. 5.27.

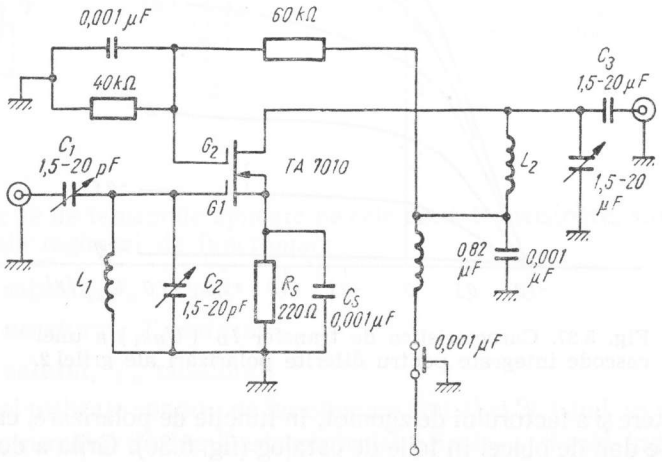



Fig. 5.29. Amplificator RF cu cascodă integrată TA 7010.

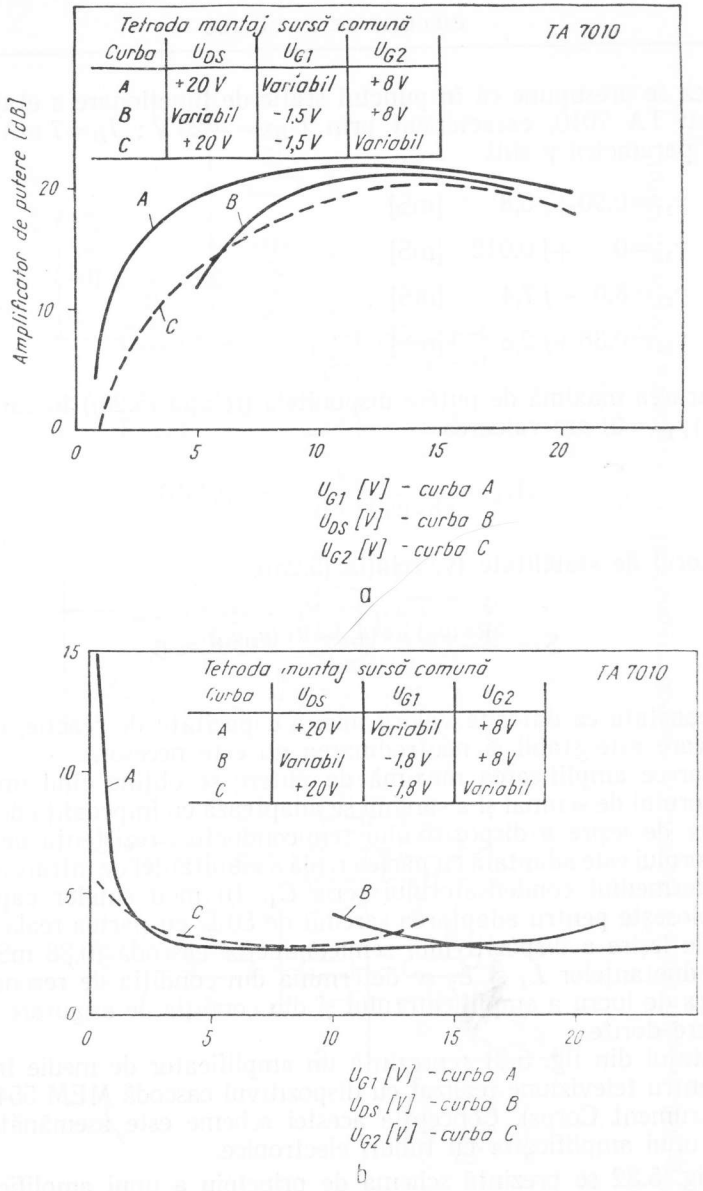



Fig. 5.30. Caracteristici de funcționare ale cascodei integrate TA 7010 în montaj sursă comună :

*a* — variația amplificării de putere ; *b* — variația nivelului de zgomot (sînt indicate polarizările de drenă-sursă și ale celor două grile).

Dacă se presupune că în punctul static de funcţionare a etajului cascodă cu TA 7010, caracterizat prin $U_{DS}=+20$ V ; $I_D=7$ mA ; $U_{G_2}=8$ V, parametrii $y$ sînt

$$y_{11}=0{,}90+j\,6{,}8 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{12}=0 \quad +j\,0{,}012 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{21}=8{,}0 \quad -j\,7{,}4 \quad [\text{mS}]$$
$$y_{22}=0{,}38+j\,2{,}8 \quad [\text{mS}]$$

amplificarea maximă de putere disponibilă (relaţia (5.28)) în care se consideră $|y_{12}|=0$) are valoarea

$$A_{pu}=\frac{|y_{21}|^2}{4\mathrm{Re}\,(y_{11})\,\mathrm{Re}\,(y_{22})}=19{,}4\ \text{dB}$$

iar factorul de stabilitate (v. relaţia (5.25))

$$\mathcal{S}=\frac{2\mathrm{Re}\,(y_{11})\,\mathrm{Re}\,(y_{22})-\mathrm{Re}\,(y_{21}y_{12})}{|\,y_{21}y_{12}\,|}\approx 6.$$

Se constată că datorită valorii mici a capacităţii de reacţie, etajul de amplificare este stabil şi neutrodinarea nu este necesară.

Deoarece amplificarea maximă de putere se obţine cînd impedanţa generatorului de semnal şi a sarcinii se adaptează cu impedanţa de intrare, respectiv de ieşire a dispozitivului semiconductor, rezistenţa de 50 Ω a generatorului este adaptată cu partea reală a admitanţei de intrare (0,90 mS) prin intermediul condensatorului serie $C_1$. În mod similar capacitatea $C_3$ se foloseşte pentru adaptarea sarcinii de 50 Ω cu partea reală a admitanţei de ieşire a dispozitivului semiconductor cascodă (0,38 mS). Mărimea inductanţelor $L_1$ şi $L_2$ se determină din condiţia de rezonanţă, pe frecvenţa de lucru a amplificatorului şi din condiţia de asigurare a benzii de trecere dorite.

Montajul din fig. 5.31 reprezintă un amplificator de medie frecvenţă (MF) pentru televiziune realizat cu dispozitivul cascodă MEM 554 (General Instrument Corps). Concepţia acestei scheme este asemănătoare cu schema unui amplificator cu tuburi electronice.

În fig. 5.32 se prezintă schema de principiu a unui amplificator de înaltă frecvenţă pentru televiziune, echipat cu dispozitivul cascodă TA 2644.

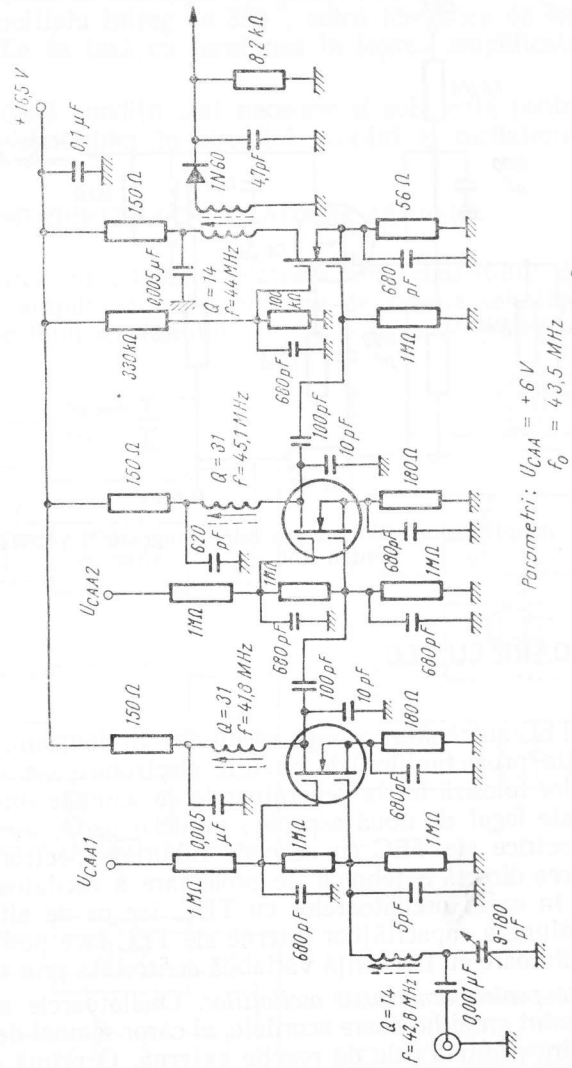



Fig. 5.31. Amplificator MF (44 MHz) cu cascodă integrată MEM 554 (General Instrument Corp).

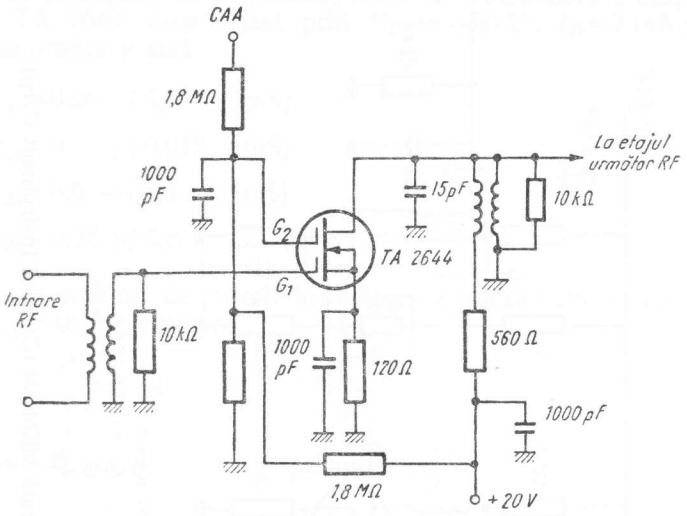



Fig. 5.32. Amplificator RF cu cascodă integrată TA 2644 pentru TV.

## 5.4. OSCILATOARE CU TEC

Pe măsură ce TEC au căpătat o largă răspîndire în domeniul frecvențelor înalte, atenția proiectanților de circuite electronice s-a îndreptat asupra posibilităților folosirii lor la generatoarele de semnale sinusoidale. Interesul acesta este legat de două aspecte: pe de o parte, asemănarea caracteristicilor electrice ale TEC cu cele ale tuburilor electronice face posibilă transpunerea directă a tehnicii de proiectare a oscilatoarelor cu tuburi electronice în cazul oscilatoarelor cu TEC, iar pe de altă parte, dependența de tensiune a capacităților interne ale TEC face posibilă utilizarea TEC ca oscilatoare cu frecvență variabilă controlată prin tensiune.

*Condiții necesare pentru amorsarea oscilațiilor.* Oscilatoarele armonice de înaltă frecvență sînt amplificatoare acordate, al căror semnal de intrare se obține de la ieșire printr-o cale de reacție externă. O primă condiție necesară pentru amorsarea și menținerea oscilațiilor solicită ca TEC să permită o amplificare de putere suficientă pe frecvența de oscilație, pentru a compensa pierderile din circuit (condiția de amplitudine). O a doua



condiție impune ca defazajul introdus de amplificator și rețeaua de reacție să fie multiplu întreg de 360 °, adică tensiunea de ieșire a rețelei de reacție să fie în fază cu tensiunea la ieșirea amplificatorului (condiția de fază).

Aceste două condiții sînt necesare și suficiente pentru amorsarea și menținerea oscilațiilor în circuitul acordat al oscilatorului.

### 5.4.1. CONFIGURAȚII DE OSCILATOARE ARMONICE

Majoritatea circuitelor oscilatoare sînt constituite din două părți principale: amplificatorul și rețeaua de reacție selectivă în frecvență, schema bloc fiind reprezentată în fig. 5.33, *a*. Rețeaua selectivă în frec-

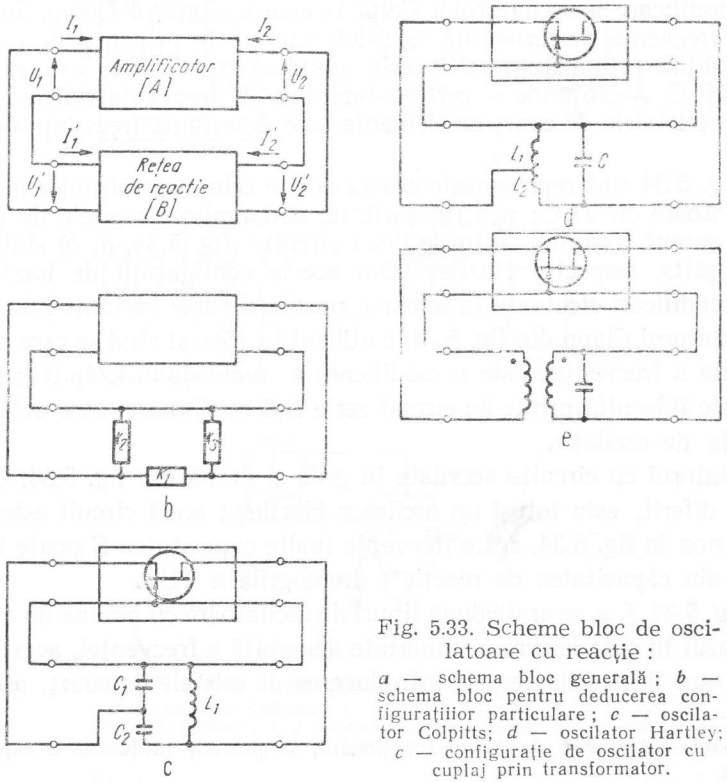



Fig. 5.33. Scheme bloc de oscilatoare cu reacție:
*a* — schema bloc generală; *b* — schema bloc pentru deducerea configurațiilor particulare; *c* — oscilator Colpitts; *d* — oscilator Hartley; *e* — configurație de oscilator cu cuplaj prin transformator.

venţă poate fi redusă la configuraţia din fig. 5.33, *b*; această configuraţie permite vizualizarea clară a fiecărui tip de oscilator din configuraţiile de bază. Cînd $K_1$ şi $K_2$ sînt capacităţi, iar $K_3$ este o inductanţă (fig. 5.33, *c*) se obţine oscilatorul Colpitts. Cînd $K_1$ şi $K_2$ sînt inductanţe, iar $K_3$ este o capacitate configuraţia se numeşte Hartley (fig. 5.33, *d*); în fig. 5.33, *e* se arată o configuraţie de oscilator cu cuplaj prin transformator.

Cele două tipuri de configuraţii de bază de oscilatoare armonice diferă numai prin modul în care este obţinută reacţia: în oscilatorul Colpitts reacţia este luată de la o priză pe un divizor capacitiv care formează un circuit rezonant paralel cu o inductanţă. În oscilatorul Hartley clasic, reacţia este obţinută de pe priza unui divizor inductiv, în paralel cu un condensator. Mărimea reacţiei se alege prin modificarea raportului capacităţilor în primul caz, sau a inductanţelor în cel de al doilea.

O modificare a oscilatorului Colpitts este oscilatorul Clapp. În acest montaj frecvenţa de rezonanţă este determinată în principal de circuitul care se obţine prin adăugarea în serie cu inductanţa $L_1$ (fig. 5.34, *c*) a unei capacităţi *C*. Acolo unde se cere o stabilitate de frecvenţă ridicată pot fi utilizate cristalele de cuarţ ca elemente care determină frecvenţa de oscilaţie.

În fig. 5.34 sînt reprezentate cîteva dintre cele mai obişnuite montaje de oscilatoare cu TEC; pentru claritate, sînt omise circuitele de polarizare în curent continuu. Primele două circuite (fig. 5.34, *a*, *b*) sînt montaje Colpitts, respectiv Hartley. Din aceste configuraţii de bază, prin simple modificări efectuate în schemă, rezultă diverse variante; de exemplu, oscilatorul Clapp din fig. 5.34, *c* utilizat în special cînd se cere o bună stabilitate a frecvenţei, este o modificare a montajului Colpitts; inductanţa este înlocuită printr-un circuit serie $L_1C$ cu *Q* mare, care determină frecvenţa de oscilaţie.

Oscilatorul cu circuite acordate în grilă şi drenă din fig. 5.34, *d*, deşi aparent diferit, este totuşi un oscilator Hartley; acest circuit este desenat din nou în fig. 5.34, *e*. La frecvenţe înalte capacitatea *C* poate fi constituită din capacitatea de reacţie*) drenă-grilă a TEC.

În fig. 5.34, *f*, *g*, se arată două tipuri de oscilatoare cu bobină de reacţie.

În cazul în care se cere o stabilitate deosebită a frecvenţei, aceste configuraţii pot fi modificate prin introducerea de cristale de cuarţ, aşa cum

*) Pentru asigurarea stabilităţii funcţionării, se prevede totdeauna o capacitate exterioară.

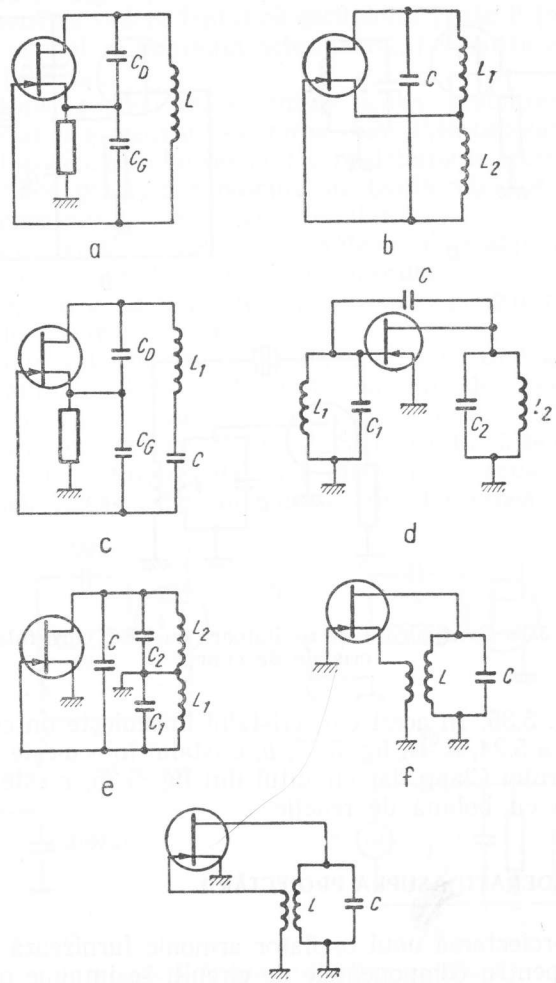



Fig. 5.34. Configuraţii tipice de oscilatoare cu TEC:
*a*, *b* — montaje Colpitts; *c* — oscilator Clapp; *d*, *e* — oscilatoare Hartley; *f*, *g* — oscilatoare cu bobină cu reacţie.

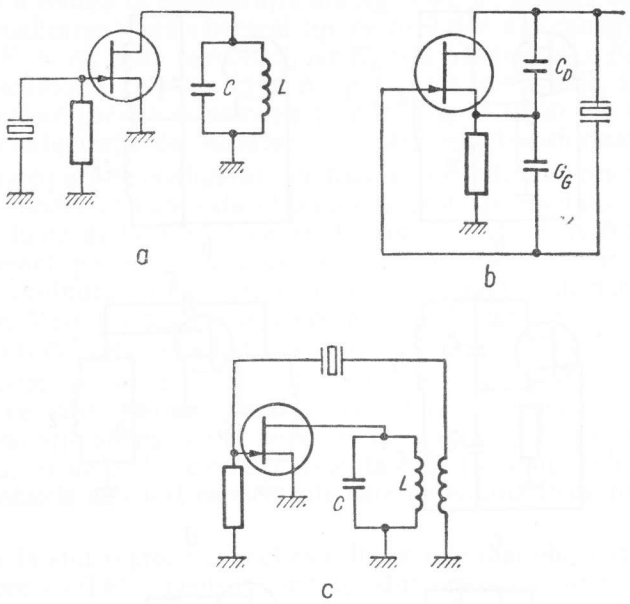



Fig. 5.35. Configurații de oscilatoare cu TEC care folosesc cristale de cuarț.

se arată în fig. 5.35. În acest caz, cristalul înlocuiește un circuit acordat din configurația 5.34, *d*. În fig. 5.35, *b*, cristalul înlocuiește circuitul serie LC al oscilatorului Clapp, iar circuitul din fig. 5.35, *c* este o modificare a oscilatorului cu bobină de reacție.

### 5.4.2. CONSIDERAȚII ASUPRA PROIECTĂRII

Deoarece proiectarea unui oscilator armonic furnizează numai valori aproximative pentru componentele de circuit, se impune o ajustare experimentală a acestora. Din acest motiv, nu se poate indica un procedeu exact de proiectare; în schimb pot fi prezentate cîteva etape importante mai utilizate în practică :

— alegerea tranzistorului capabil să furnizeze o amplificare suficient de mare și puterea la ieșire dorită, la frecvența de funcționare; această alegere se face pe baza datelor de catalog sau prin măsurări;



— alegerea configurației oscilatorului în funcție de utilizare. În acest caz trebuie avut în vedere faptul că oscilatorul poate fi folosit fie pentru a furniza un semnal cu frecvență determinată, fie pentru a furniza putere la o frecvență dată;

— proiectarea rețelei de polarizare pentru stabilirea punctului de funcționare statică și pentru asigurarea stabilității necesare a frecvenței;

— proiectarea circuitului oscilant care determină mărimea frecvenței, pe baza relațiilor generale cunoscute din teoria rețelelor. Stabilirea condițiilor de amorsare și menținere a oscilațiilor;

— realizarea reglajelor necesare în rețeaua de reacție și de polarizare pentru optimizarea randamentului oscilatorului;

— folosirea de condensatoare semivariabile pentru realizarea reglajului final, în caz că este necesar.

*Alegerea rețelei de polarizare.* Tensiunea de polarizare grilă-sursă poate fi furnizată automat dacă se stabilește curentul de drenă la valoarea optimă, corespunzătoare puterii maxime la ieșire. În fig. 5.36 se prezintă cazul unui oscilator Hartley cu TEC-J. Se constată că tensiunea de polarizare în curent continuu grilă-sursă apare pe rețeaua *RC* paralel din circuitul grilei. Această tensiune derivă din tensiunea de oscilație de

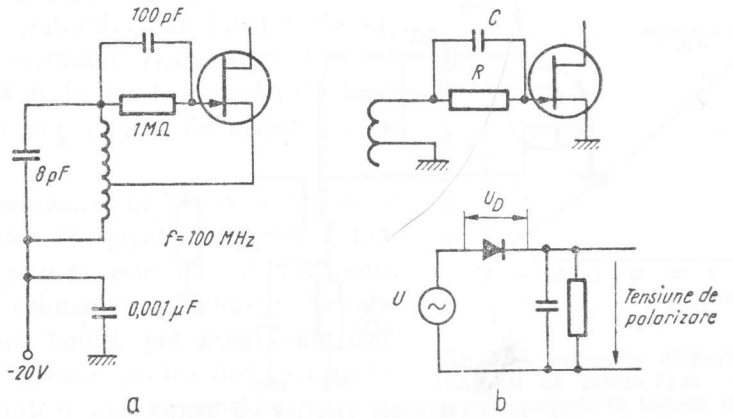



Fig. 5.36. Oscilator Hartley cu TEC-J :
*a* — schema de principiu ; *b* — polarizarea grilei cu tensiunea dezvoltată pe rețeaua *RC*.

reacție datorită comportării ca redresor a joncțiunii grilă-sursă a TEC-J (fig. 5.36, *b*) condensatorul *C* fiind de filtraj. Rezistența *R*, care reprezintă sarcina circuitului redresor, este de valoare ridicată pentru a nu consuma putere, însă, nu atît de mare încît căderea de tensiune datorită

curentului rezidual grilă-drenă să fie apreciabilă la temperaturi ridicate. În cazul aplicațiilor practice se alege pentru $R$ o valoare de aproximativ 1 MΩ.

Capacitatea condensatorului $C$ se alege suficient de mare ca să constituie un scurtcircuit la frecvența de oscilație. În aceste condiții, tensiunea de polarizare dezvoltată pe rețeaua RC va fi aproximativ egală cu amplitudinea tensiunii de reacție; acest procedeu de polarizare este similar cu cel utilizat în cazul oscilatoarelor cu tuburi electronice, unde nivelul de polarizare depinde de amplitudinea tensiunii de oscilație. El are avantajul că asigură condiții bune de amorsare (inițiere) a oscilațiilor, deoarece nivelul de polarizare inițial este nul și conductanța de transfer a TEC este maximă. Această metodă de polarizare este eficace la frecvențe pînă la 100 MHz; la frecvențe mai mari are limitări, deoarece eficiența redresării joncțiunii grilă-sursă a TEC-J scade datorită capacității joncțiunii, ceea ce atrage reducerea tensiunii de polarizare.

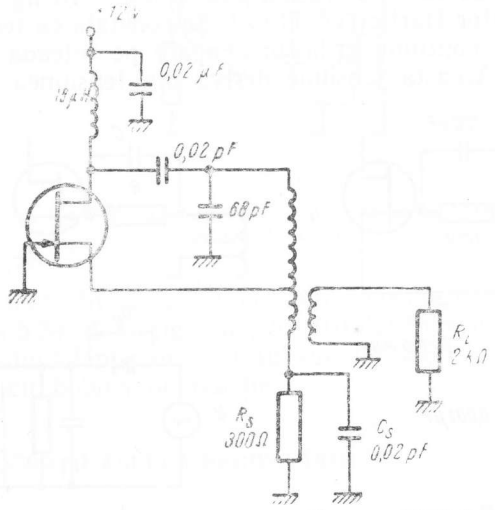
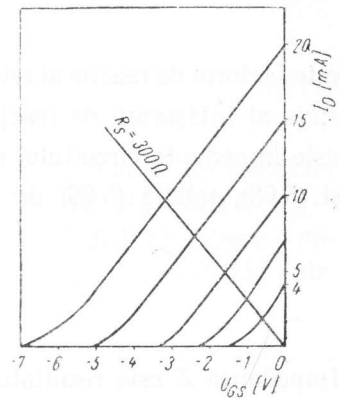



Fig. 5.37. Oscilator Hartley cu TEC-J.

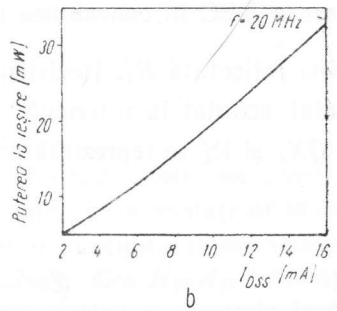
Un alt mod de polarizare, care poate fi aplicat la orice frecvență, este cel arătat în fig. 5.37. Deoarece tensiunea de polarizare care apare pe rețeaua RC este proporțională cu intensitatea curentului de funcționare, în montaj apare o reacție negativă care tinde să stabilizeze curentul. Valoarea rezistenței $R_S$ depinde de mărimea curentului de funcționare ales.



În cazul cînd parametrii TEC variază de la o unitate la alta cu un anumit grad de dispersie, rezistența din sursă $R_S$ (fig. 5.37) se alege astfel încît curentul de polarilzare al fiecărui TEC în parte să fie $I_{DSS}/2$ la o funcționare în clasă A. Pentru a ilustra modul în care este influențată puterea de ieșire la o variație mare a curentului de drenă pentru diverse TEC, în fig. 5.38, *a* se prezintă o construcție grafică în care dreapta de sarcină $R_S$ este suprapusă peste un set de caracteristici de transfer ale TEC-J, 2N 3823, care are $I_{DSS}$ dispersat în limitele 4—20 mA. Această dreaptă, trasată prin centrul fiecărei caracteristici de transfer, are o pantă corespunzătoare rezistenței din sursa TEC. Variația puterii la ieșirea oscilatorului, în funcție de variația curentului $I_{DSS}$, este dată în fig. 5.38, *b*. În practică, se aleg de obicei TEC cu un grad mic de dispersie a lui $I_{DSS}$.




a




b

Fig. 5.38. Influența dispersiei curentului de drenă $I_{DSS}$ al TEC asupra puterii la ieșirea oscilatorului.

*Stabilirea condițiilor de amorsare a oscilațiilor.* Un procedeu de calcul analitic simplu nu este posibil din cauza naturii neliniare a caracteristicilor oscilatorului. Totuși, pot fi estimate condițiile necesare pentru inițierea oscilațiilor dintr-o serie de considerente analitice. Pentru exemplificare, se consideră cazul oscilatorului Hartley de 20 MHz din figura 5.37. Ca montajul să oscileze trebuie îndeplinită condiția de oscilație a lui Barkhausen [30]

$$A\beta \geqslant 1 \tag{5.66}$$

unde:

$$A = g_m Z \tag{5.67}$$

este amplificarea în tensiune a TEC

$$\beta = \frac{N_R}{N_T} \tag{5.68}$$

este factorul de reacție al rețelei de reacție și este raportul dintre numărul de spire al înfășurării de reacție și numărul total de spire al bobinei, iar $Z$ este impedanța circuitului din drena TEC. Dacă se ține seama de (5.67) și (5.68), relația (5.66) devine:

$$g_m Z \left(\frac{N_R}{N_T}\right) \geqslant 1. \tag{5.69}$$

Impedanța $Z$ este rezultatul legării în paralel a rezistenței de ieșire $r_{DS}$ a TEC, a rezistenței paralel a circuitului rezonant $QX_c$, a rezistenței de intrare a TEC în conexiunea GC raportată $R_S\left(\frac{N_T}{N_R}\right)^2$ și a impedanței de sarcină reflectată $R_L'$. Rezistența de ieșire a TEC, $r_{DS}$ și rezistența circuitului acordat la rezonanță $QX_c$, reprezintă pierderi în circuit. Dacă $r_{DS}$, $QX_c$ și $R_L'$ se reprezintă printr-o rezistență echivalentă $R_D$, atunci:

$$Z = \frac{R_D R_S \left(\frac{N_T}{N_R}\right)}{R_D + R_S \left(\frac{N_T}{N_R}\right)^2}. \tag{5.70}$$

Introducînd (5.70) în relația (5.69), se obține:

$$g_m \frac{R_D R_S \left(\frac{N_T}{N_R}\right)}{R_D + R_S \left(\frac{N_T}{N_R}\right)^2} \cdot \frac{N_R}{N_T} = 1 \tag{5.71}$$



Ca valoarea minimă a raportului $N_T/N_R$ să fie reală trebuie satisfăcută expresia:

$$\frac{g_m^2 R_D^2}{4} \geqslant \frac{R_D}{R_S} \tag{5.72}$$

sau

$$g_m \geqslant \frac{2}{\sqrt{R_D R_S}} \tag{5.73}$$

relație care trebuie satisfăcută pentru a se obține condiția de amorsare a oscilațiilor. Cu valorile $r_{DS} \approx 100$ kΩ; $QX_c \approx 15$ kΩ; $R_S \approx 300$ Ω; $R_L \approx$ $\approx 2$ kΩ, rezultă $R_D = 1\,750$ Ω. Din relația (5.73) se deduce valoarea minimă necesară a lui $g_m$ pentru producerea oscilațiilor în condițiile date.

$$g_m = \frac{2}{\sqrt{1750 \cdot 300}} = 2\,750\ \mu S$$

(valoarea lui $g_m$ pentru 2N 3823 măsurată la $I_{DSS}$ este de aproximativ 3 500 μS). Presupunînd $g_m = 3\,000$ μS, din relația (5.72) rezultă:

$$\left(\frac{N_T}{N_R}\right)_{min} = 1{,}6.$$

Este normal ca valoarea acestui raport să fie mai mare decît cea calculată, deoarece, în acest caz, condiția de amorsare a oscilațiilor se satisface chiar cînd variază temperatura mediului înconjurător sau tensiunea de alimentare; pentru montajul din fig. 5.37 s-a ales $N_T/N_R = 3$, raport care asigură amorsarea oscilațiilor chiar și pentru o dispersie largă a parametrilor TEC. În cazul oscilatorului Colpitts, condițiile de amorsare a oscilațiilor se stabilesc în mod similar.

*Stabilitatea frecvenței.* Prezența capacităților interne în dispozitivele cu efect de cîmp pun problema stabilității frecvenței de oscilație atunci cînd variază o serie de parametri ai montajului care influențează direct aceste capacități. Capacitățile interne ale unui TEC-J, de exemplu, sînt rezultatul lărgimii regiunii de sarcină spațială la joncțiunea grilă-canal

polarizată invers. Această capacitate, atît de sensibilă la variația tensiunii, este independentă de mărimea curentului din canal. Rezultă de aici că variațiile curentului de polarizare cu temperatura nu vor afecta apreciabil frecvența oscilatorului.

În cazul tranzistoarelor bipolare, capacitățile interne sînt rezultatul a două mecanisme diferite : capacitățile de ieșire și de reacție sînt cauzate în primul rînd de lărgimea stratului de golire al joncțiunii colector-bază polarizată invers, iar capacitatea de intrare este capacitatea de difuzie a joncțiunii emitor-bază, polarizată direct ; această capacitate este aproximativ proporțională cu curentul de emitor și poate avea un efect apreciabil asupra stabilității frecvenței în cazul cînd curentul de polarizare se modifică. Din cele arătate rezultă o mai bună stabilitate a frecvenței oscilatoarelor realizate cu TEC-J față de cele cu tranzistoare bipolare în privința variației temperaturii. Pentru a se demonstra această afirmație, în fig. 5.39, *a*, *b* sînt reprezentate două oscilatoare [31] cu frecvența de oscilație 100 MHz ; oscilatorul din fig. 5.39, *a* este realizat cu un tranzistor bipolar cu siliciu 2N 917, iar cel din figura 5.39, *b* cu TEC-J 2N 3823. Pentru a se face o comparație cît mai precisă, toate circuitele exterioare [1] care influențează stabilitatea frecvenței, ca de exemplu raportul $L/C$, factorul de calitate în gol etc., au fost realizate identic în ambele cazuri.

Ca să se determine variația frecvenței datorită numai dispozitivului semiconductor, componentele circuitului au fost menținute la +30 °C, iar temperatura dispozitivului semiconductor a fost reglată cu un sistem de termostatare controlat cu termocuplu. Rezultatele sînt date în fig. 5.39,*c*. În cazul tranzistoarelor bipolare, începînd cu 30 °C, frecvența oscilatorului crește pînă la +40 °C după care scade cu mai mult de 65 kHz la 100 °C. În cazul oscilatorului cu TEC, frecvența de oscilație scade în întregul domeniu de variație a temperaturii cu numai 20 kHz.

[1] În ambele cazuri bobinele au fost realizate pe carcase cu $\varnothing$=10 mm, cu sîrmă de cupru. Bobinele au fost acordate cu $C$=22 pF și au factorul de calitate în gol $Q_0$=200. În ambele cazuri oscilatoarele au fost încărcate cu sarcini de 50 Ω.

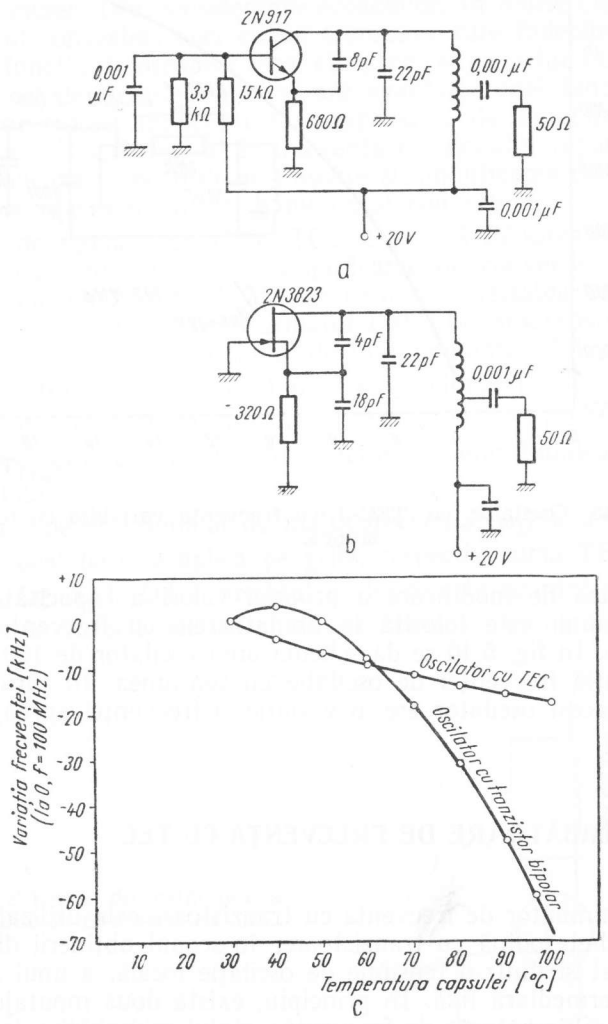



Fig. 5.39. Studiul stabilității frecvenței cu temperatura :

*a* — oscilator cu TB ; *b* — oscilator cu TEC-J ; *c* — diagrama de variație.

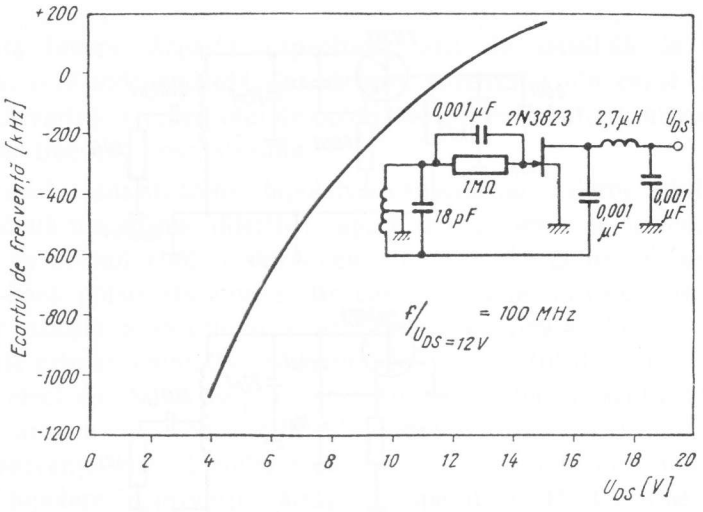



Fig. 5.40. Oscilator cu TEC-J cu frecvența variabilă cu tensiunea.

Posibilitatea de modificare a propriei valori a capacității TEC cu variația tensiunii este folosită la oscilatoarele cu frecvență variabilă prin tensiune. În fig. 5.40 se dă schema unui oscilator de 100 MHz precum și variația frecvenței de oscilație cu tensiunea. În jurul tensiunii $U_{DS}$=12 V, acest oscilator are o variație a frecvenței aproape liniară: 100 kHz/V.

## 5.5. SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ CU TEC

Etajul schimbător de frecvență cu tranzistoare este utilizat în receptoarele superheterodină cu tranzistoare, în scopul obținerii din semnalul recepționat și dintr-o tensiune de oscilație locală, a unui semnal de frecvență intermediară fixă. În principiu, există două montaje care pot fi folosite ca schimbătoare de frecvență: etajul schimbător de frecvență autooscilator, în care frecvența locală se produce în tranzistorul schimbător de frecvență, montaj care poate fi denumit convertor, și etajul schimbător de frecvență la care oscilația locală se produce într-un etaj oscilator separat, cu alt tranzistor, montaj care poate fi denumit amestecător sau mixer. Din considerente economice, în multe cazuri se preferă montajul convertor, deci cu un tranzistor care îndeplinește concomitent atît funcția de oscilator local cît și pe cea de schimbător de frecvență, deși cel de-al doilea montaj are avantajul unei funcționări mai stabile, lucru foarte important la receptoarele de telecomunicații. În plus, la montajul schimbător de frecvență cu oscilator separat, tranzistorul funcționează în condiții mai ușoare și amplificarea de conversiune obținută este mai mare decît la montajul convertor.



Factorul de zgomot coborît al TEC sugerează folosirea lor la schimbătoare de frecvență. Deoarece amplificarea de conversie realizată cu convertoare cu TEC este ridicată, se elimină necesitatea unui amplificator cu zgomot redus în etajul următor. Datorită caracteristicii de transfer pătratice a TEC, distorsiunile de intermodulație sînt practic nule.

Randamentul de conversie al unui etaj schimbător de frecvență se măsoară prin conductanța de conversie, exprimată prin curentul de ieșire la frecvența convertită, în funcție de amplitudinea semnalului de intrare [32].

Se presupune că semnalul de înaltă frecvență ($\omega_1$) și semnalul de la oscilatorul local ($\omega_3$) se aplică pe grila, respectiv sursa TEC, așa cum rezultă din fig. 5.41. Dacă circuitul de ieșire este acordat pe frecvența $\omega_i = \omega_3 - \omega_1$, la bornele acestui circuit se regăsește aproape numai com-

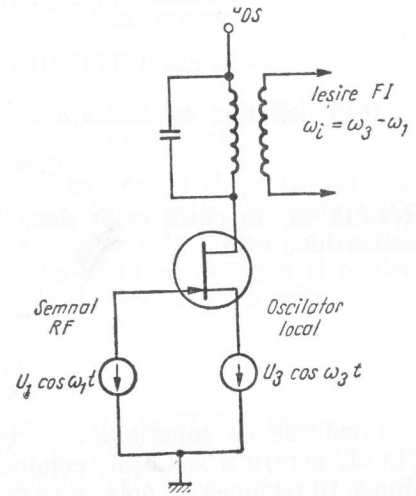



Fig. 5.41. Schema de principiu a schimbătorului de frecvență cu TEC.

ponenta pe care este acordat circuitul. Această componentă se deduce, dacă se substituie

$$\Delta U_{GS} = U_1 \cos \omega_1 t + U_3 \cos \omega_3 t \tag{5.74}$$

în expresia (5.34) în care, dacă amplitudinea $U_1$ a semnalului de grilă (de la antenă de exemplu) este mică, rezultă

$$(i_d)_{\omega_i} \approx U_1 U_3 \left( a_2 + \frac{3}{2} a_4 U_3^2 + \ldots \right) \cos \omega_i t \tag{5.75}$$

Constantele $a_2$, $a_4$ etc. în cazul TEC-J și TEC-MIS cu canal inițial, în regiunea de saturație, pot fi evaluate din relația (5.34) în care se ține seama de expresiile [19]

$$I_D = I_{DO} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \tag{5.76}$$

$$I_D = -\frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_P)^2$$

care aproximează caracteristicile de transfer ale TEC-J și TEC-MIS în regiunea de saturație.

Substituind aceasta în expresia (5.75) se obține:

— în cazul TEC-J : $(i_d)_{\omega_i} = \dfrac{U_1 U_3 |I_{DO}|}{U_P^2} \cos \omega_i t$ (5.77)

— în cazul TEC-MIS : $(i_d)_{\omega_i} = U_1 U_3 \beta \cos \omega_i t$.

Prin definiție, *conductanța de conversie* este

$$g_c = |(i_d)_{\omega_i}| / U_1. \tag{5.78}$$

Rezultă că, în cazul celor două tipuri de dispozitive, conductanța de conversiune este

$$(g_c)_{\text{TEC-J}} = \frac{U_3 |I_{DO}|}{U_P^2} \tag{5.79}$$

$$(g_c)_{\text{TEC-MIS}} = U_3 \beta.$$

Condițiile de funcționare necesare în cazul etajului de amestec cu TEC-J, pentru a se obține conductanța de conversie maximă, fără a se ajunge în regiunea de polarizare directă a grilei sau în regiunea de tăiere,



sînt cele care corespund unei polarizări grilă-sursă și unei amplitudini a semnalului oscilatorului $U_3$ egale cu $U_P/2$. În acest caz, din (5.79)

$$g_{cmax} = \left| \frac{I_{DO}}{2U_P} \right| = \frac{1}{4} g_{m0} \tag{5.80}$$

unde $g_{m0}$ este transconductanța pentru $U_{GS} = 0$. Cu toate că creșterea în continuare a amplitudinii oscilatorului peste $U_P/2$ contribuie la o creștere suplimentară a conductanței de conversie, aceasta nu este o soluție avantajoasă, deoarece se pierde avantajul caracteristicii pătratice a conductanței de transfer a dispozitivului (și se favorizează creșterea distorsiunilor de intermodulație).

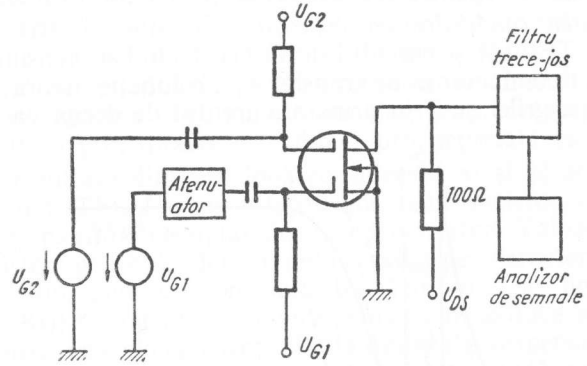



Fig. 5.42. Schemă pentru măsurarea amplificării de conversiune a TEC-MIS tetrodă (cascodă integrată).

Dispozitivele TEC-MIS cu două grile (în special dispozitivele cascodă integrate) oferă avantajul folosirii celor două grile: semnalul oscilatorului local este injectat pe o grilă, iar semnalul de intrare pe cealaltă grilă (fig. 5.42). Schema montajului din fig. 5.42 se folosește și pentru măsurarea conductanței de conversie a TEC-MIS cu două grile.

### 5.5.1. CONSIDERAȚII ASUPRA PROIECTĂRII

Proiectarea unui etaj schimbător de frecvență cu TEC se face aproape empiric, datorită dificultăților întîlnite la măsurarea parametrilor de semnal mare. Pentru simplificare, se consideră un etaj schimbător de

frecvență cu TEC-J, a cărui caracteristică de transfer este de forma

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

unde

$$I_{DSS} = \frac{g_{m0}U_P}{2}$$

și se menționează etapele indicate în cele ce urmează.

*Alegerea TEC-J.* Trebuie avute în vedere în primul rînd datele de catalog ale firmelor constructoare. La alegerea dispozitivului semiconductor se ține seama de nivelul lui de zgomot și de performanțele în înaltă frecvență. În exemplul de față se alege tranzistorul 2N 3823 datorită nivelului coborît de zgomot și a performanțelor bune în înaltă frecvență.

*Determinarea condițiilor de polarizare.* Se știe că atît conductanța de transfer a TEC cît și curentul de drenă depind de tensiunea de polarizare a grilei : conductanța de transfer este o funcție liniară de tensiunea de polarizare a grilei și, prin urmare, curentul de drenă va urma o lege

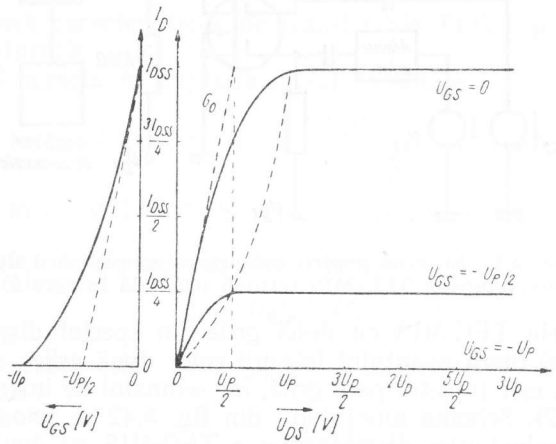



Fig. 5.43. Caracteristicile de transfer și de ieșire (idealizate) pentru TEC-J.

pătratică (fig. 5.43). Deoarece grila TEC-J conduce la o polarizare directă, este necesar ca excursia totală a tensiunii de grilă să fie constrînsă să varieze între tensiunea grilă-drenă zero și aproximativ tensiunea de închidere $U_P$, la care conductanța de transfer tinde spre zero.



Dacă se consideră că semnalele la intrarea TEC-J constau dintr-un set incoerent de unde sinusoidale, este necesar ca excursiile valorilor lor instantanee pozitive și negative să fie egale. Această condiție impune ca polarizarea grilei și amplitudinea maximă a semnalului de intrare să fie jumătate din tensiunea de închidere.

În cazul etajului schimbător de frecvență, cînd între grilă și sursă apare tensiunea oscilatorului local, cu amplitudinea $U_o$, și cea a semnalului cu amplitudinea $U_s$, trebuie îndeplinită condiția

$$|U_o| + |U_s| \leqslant U_P/2 \tag{5.81}$$

Alegerea polarizării optime a grilei etajului schimbător de frecvență este necesară din următoarele considerente :

a) punctul de funcționare pe caracteristica de transfer $I_D/U_{GS}$ trebuie situat în regiunea unde aceasta are un caracter pătratic. Acest punct este destul de aproape de tensiunea de închidere unde $I_D \to 0$ ;

b) punctul de funcționare pe caracteristica de transfer $I_D/U_{GS}$ trebuie situat în regiunea unde $g_m$ este maxim, deoarece amplificarea semnalelor rezultate prin mixare este direct proporțională cu $g_m$.

Situația rezultată din cele două considerații a) și b) se rezolvă polarizînd automat TEC-J prin intermediul unui rezistor conectat între sursa TEC și pămînt, decuplat de un condensator. Valoarea rezistenței acestui rezistor poate fi determinată grafic pe caracteristica $I_D/U_{GS}$ (fig. 5.44) ; din punctul corespunzător tensiunii de polarizare alese (v. relația (5.81)) și marcată pe figură prin cercuri se duce o dreaptă prin origină. Pentru cele două cazuri limită (datorate dispersiei caracteristicilor TEC-J) considerate, valoarea rezistenței este 330 Ω, respectiv 680 Ω.

*Calculul parametrilor transformatorului MF.* Reactanța primarului se alege pentru a rezona, pe media frecvență, cu capacitatea de ieșire a TEC-J, la care poate fi adăugată o capacitate exterioară (de obicei se aleg bobine cu miez pentru a avea posibilitatea unui reglaj în limite largi al inductanței la un număr de spire dat).

Raportul numărului de spire al transformatorului se alege din condiția de realizare a benzii de frecvență necesară. Întrucît partea reală a impedanței de ieșire a TEC-J este destul de ridicată, banda de frecvență se definește prin mărimea rezistenței de sarcină

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \tag{5.82}$$

$$R'_L = \frac{Q_L}{\Delta C}$$

unde $R_L'$ este rezistența sarcinii reflectată în primar, iar $C$ capacitatea de ieșire a TEC-J.

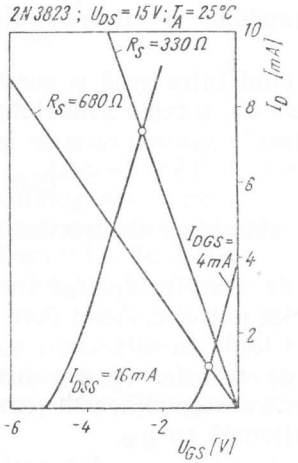



Fig. 5.44. Determinarea grafică a rezistorului de polarizare din sursa TEC-J.

Presupunînd un factor de cuplaj unitar, rezultă

$$\frac{N_1}{N_2} \approx \frac{R_L'}{R_L} \tag{5.83}$$

în care $N_1$ se determină din considerații de acord, iar $R_L$ este sarcina pe care debitează etajul schimbător de frecvență.

*Alegerea circuitelor de intrare.* În domeniul *RF* este necesară utilizarea de linii de transmisiune ca circuite acordate, pentru a putea controla parametrii circuitului. La frecvențe mai joase, se utilizează circuite cu constante concentrate cu precauțiunea de a se ecrana cele două circuite (de intrare și cel de ieșire) pentru evitarea producerii oscilațiilor parazite. În acest caz pot fi avute în vedere următoarele:

— realizarea unei izolări corespunzătoare între cele două generatoare de semnal de intrare (antena și oscilatorul local) în vederea evitării radiațiilor locale;

— necesitatea asigurării impedanțelor corespunzătoare la intrarea etajului schimbător de frecvență știind că: adaptarea impedanțelor furnizează amplificarea maximă și factorul minim de zgomot nu se produce în general la adaptare.



### 5.5.2. SCHEME DE PRINCIPIU

În fig. 5.45 se indică schema de principiu [33] a unui schimbător de frecvență cu TEC-J, utilizînd pentru schimbarea frecvenței de la 575 MHz la 45 MHz, cu oscilator local de 620 MHz. Tensiunea oscilatorului este injectată în sursa TEC-J prin intermediul unei spire cuplată cu o linie de transmisiune $L_1$. Cu ajutorul unei prize mediane corespunzătoare pe linia $L_2$

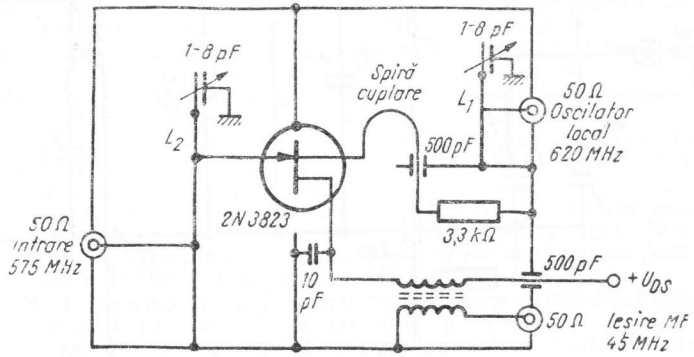



Fig. 5.45. Schimbător de înaltă frecvență cu TEC-J.

se realizează adaptarea impedanței de 50 Ω a sursei de semnal (antena) cu cea a grilei. Circuitul de radiofrecvență (de intrare) și cel al oscilatorului local sînt fiecare acordate cu condensatoare ceramice tubulare semivariabile (trimmer) de la 1 pF la 8 pF. Rezistența din sursa TEC-J s-a ales de 3,3 kΩ pentru a se obține curentul de drenă corespunzător efectului de amestec. Amplificarea etajului schimbător de frecvență poate fi controlată prin modificarea injecției oscilatorului local. Sarcina de 50 Ω este transformată în aproximativ 1,25 k Ω prin intermediul unui transformator de frecvență medie (neindicat în schemă) care furnizează banda MF corespunzătoare.

În fig. 5.46 se prezintă schema de principiu [34] a unui schimbător de frecvență pentru schimbarea frecvenței semnalului de intrare de 450 MHz. Semnalul de 450 MHz se aplică la intrare, pe un circuit acordat $L_1C_1$ ($C_1$=2...12 pF). Semnalul oscilatorului local este aplicat circuitului acordat $L_2C_2$, unde $L_2$ este un fir de 0,64 mm diametru și lungimea de 4,06 cm, iar $C_2$ este reglabil între 2 și 12 pF. Cele două fire $L_1$ și $L_2$ sînt cuplate. $L_3$ este un fir cu lungimea de 4,44 cm și diametrul de 1,29 mm. Transformatorul $Tr_1$ de *MF* acordat pe frecvența medie, de ordinul a cîteva zeci de

MHz, are un circuit primar de aproximativ 1 μH realizat din 12 spire sîrmă emailată cu 0,64 mm diametru pe un tub cu diametrul de 6,4 mm, Circuitul secundar cuprinde trei spire din același tip de sîrmă, înfășurate strîns pe circuitul primar.

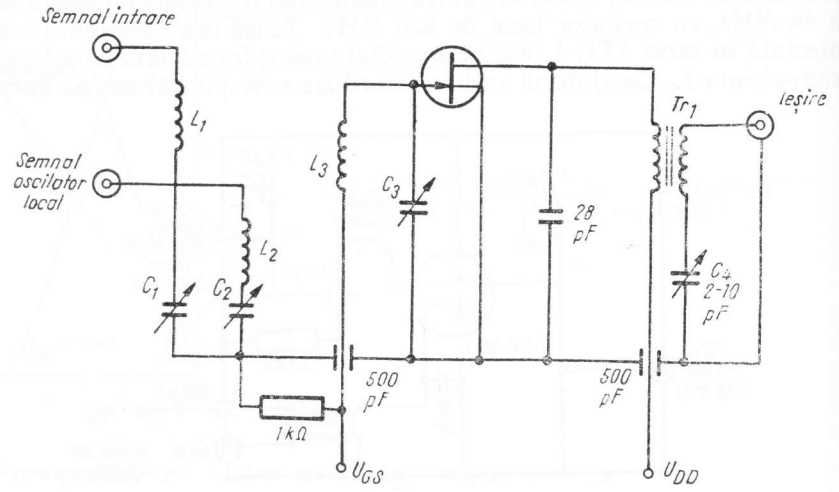



Fig. 5.46. Schema de principiu a unui schimbător de frecvență cu TEC-J.

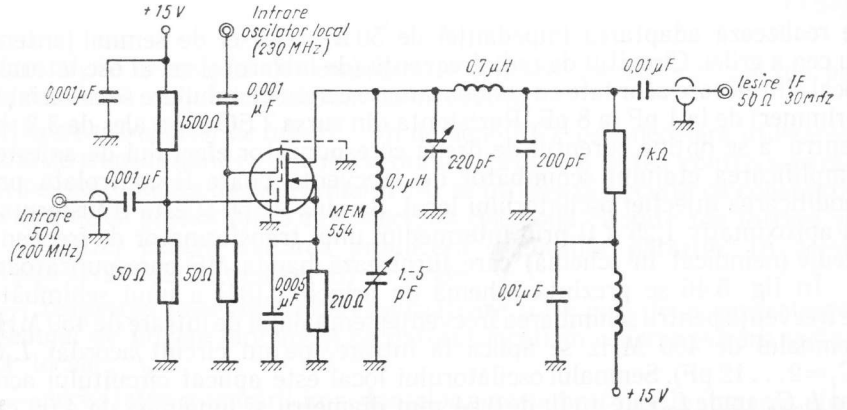



Fig. 5.47. Schimbător de frecvență VHF cu tetrodă integrată MEM554.

În fig. 5.47 se prezintă un schimbător de frecvență VHF cu tranzistor MIS cu două grile integrate [35].

*current saturation*
–12, martie 1965.

*rated semiconduc-*
962.
*tion triode tran-*

*ET.* Applications

*353.* În: L'Électri-

ec. 1966.
ations Note, Texas

*ification of MOS*
ort ER—100, oct.

București, Editura

ion of „Texas In-

*T converters.* În :
12, apr. 1966, p.

ruments Applica-

Le haut parleur,

*ence du transistor*
*le, MOS, MEM*
231, apr. 1969.

CAPITOLUL 6

# CIRCUITE CU TEC CA REZISTENȚE VARIABILE CONTROLATE PRIN TENSIUNE

## 6.1. TEC CA REZISTENȚĂ VARIABILĂ, CONTROLATĂ PRIN TENSIUNE [1–7]

Atît TEC-J, cît și TEC-MIS, prezintă în jurul originii, adică la valori mici ale tensiunii drenă-sursă $U_{DS}$, o dependență aproximativ liniară a curentului drenei, $I_D$, de tensiunea $U_{DS}$. Deci, la valori mici ale tensiunii $U_{DS}$ între drenă și sursă, TEC se comportă ca o rezistență a cărei valoare poate fi controlată prin tensiunea grilă-sursă, $U_{GS}$.

Cele de mai sus sînt ilustrate în fig. 6.1, prin caracteristicile $I_D$ ($U_{DS}$), mărite la două scări diferite, ale unui TEC-J cu canal *n*, în jurul originii.

În adevăr, pentru un TEC-J cu canal *n*, de exemplu, se poate deduce [1] expresia :

$$I_D = U_{DS}\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(\frac{U_{GS}}{U_P}-1-\frac{U_{DS}}{2U_P}\right) = -U_{DS}g_0\left(\frac{U_{GS}}{U_P}-1-\frac{U_{DS}}{2U_P}\right) \qquad (6.1)$$

a cărei limită de valabilitate este atinsă cînd $U_{DS}$ ajunge să fie :

$$U_{DS} = U_{GS} - U_P \qquad (6.2)$$

după care se produce saturația curentului de drenă.

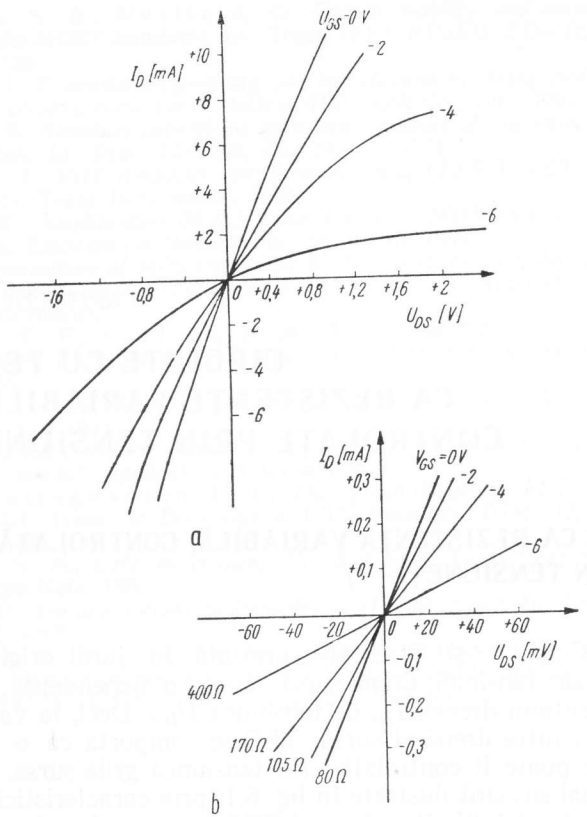



Fig. 6.1. Caracteristicile unui TEC-J ca rezistență variabilă :
*a* — la scara obișnuită ; **b** — în jurul originii, la scara mărită.

În (6.1), $g_0=-\frac{2I_{DSS}}{U_P}$ este conductanța canalului, la $U_{GS}=0$.

Pentru polaritatea inversă față de cea normală a sursei față de drenă, strangularea canalului se produce la

$$U_{GS}-U_P=0 \tag{6.3}$$

Diferențiind (6.1) în raport cu $U_{DS}$ se obține :

$$g_{DS}=\frac{dI_D}{dU_{DS}}=-\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)-\frac{I_{DSS}}{U_P^2}U_{DS}=g_0\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right)-g_0\frac{U_{DS}}{2U_P} \tag{6.4}$$



Pentru un TEC-MIS se obțin relații perfect analoage, verificate însă în practică [2] pe o gamă mai restrînsă de valori ale lui $U_{GS}$, în jurul lui $U_P$.

Se observă atît din caracteristicile desenate în fig. 6.1, *a* cît și din relațiile (6.1) și (6.4) că, în realitate, se obțin caracteristici care nu sînt nici riguros liniare, nici simetrice față de origine, adică $I_D(U_{DS})\neq -I_D(-U_{DS})$.

Caracteristicile sînt mai liniare pentru tensiunile $U_{GS}$ corespunzînd unor valori mai mari ale conductanței drenă-sursă și pentru cadranul corespunzînd polarității normale a drenei față de sursă.

Pentru valori foarte mici ale tensiunii $U_{DS}$, de cîteva zeci de milivolți, după cum se observă din caracteristicile reprezentate în fig. 6.1, *b* la o scară mult mărită, se poate totuși admite că TEC se prezintă ca o rezistență liniară. În aceste condiții, cînd $(U_{DS}/2U_P)\ll 1$, neglijînd termenul al treilea din paranteză în relația (6.1) se poate scrie aproximativ :

$$I_D\approx U_{DS}\frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(\frac{U_{GS}}{U_P}-1\right)=U_{DS}g_0\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right) \tag{6.5}$$

din care rezultă că la tensiuni foarte mici de drenă, nedepășind aproximativ 100 mV, TEC se comportă ca o conductanță liniar variabilă cu $U_{GS}$, de valoare :

$$g_{DS}=g_0\left(1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right) \tag{6.6}$$

egală cu cea a conductanței sale mutuale în regim de pentodă, $g_{msat}$, la aceeași valoare a tensiunii $U_{GS}$.

Rezistența pe care o prezintă un TEC în jurul originii este deci :

$$r_{DS}=r_0\frac{1}{1-\frac{U_{GS}}{U_P}} \tag{6.7}$$

unde

$$r_0=\frac{1}{g_0}.$$

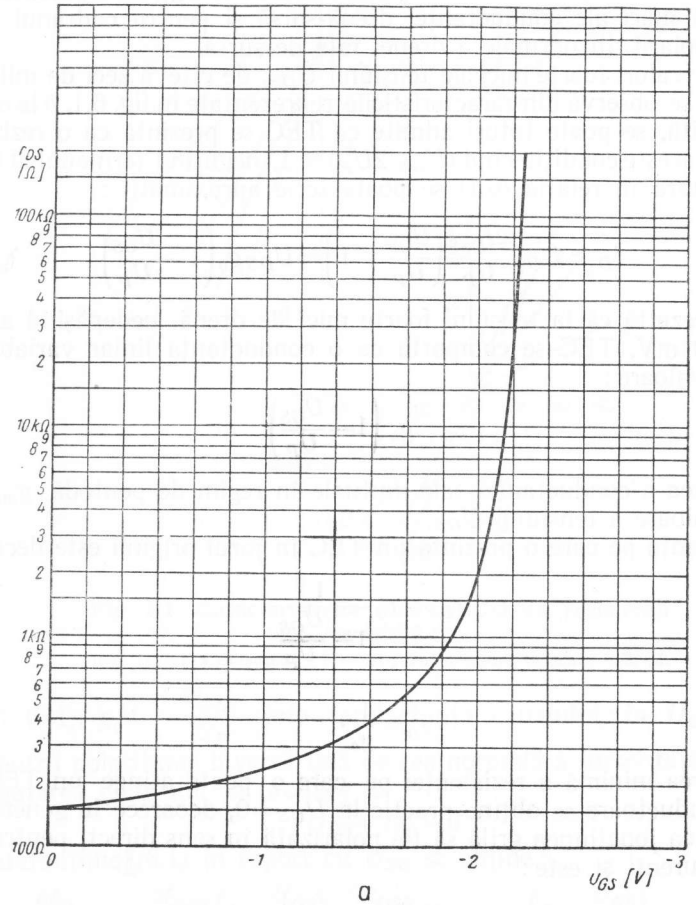
Valoarea minimă a rezistenței pe care o poate atinge un TEC-J în starea conductoare se obține practic la $U_{GS}=0$, deoarece în general este de evitat ca joncțiunea grilă să fie polarizată în sens direct, pentru a nu absorbi curenți și este :

$$r_{DS\,(MIN)}=r_0=\frac{1}{g_0}. \tag{6.8}$$

Actualmente se fabrică TEC-J a căror rezistențe minime $r_0$ sînt de ordinul a 2—300 Ω.

În cazul unor TEC-MIS comandate în sensul îmbogățirii maxime a canalului, valorile minime ale rezistențelor care se pot obține sînt ceva mai mari : 20—1 000 Ω.

Valorile maxime de rezistență care se pot obține încă controlat, înainte de strangularea canalului, sînt de ordinul a 0,1—1 MΩ.



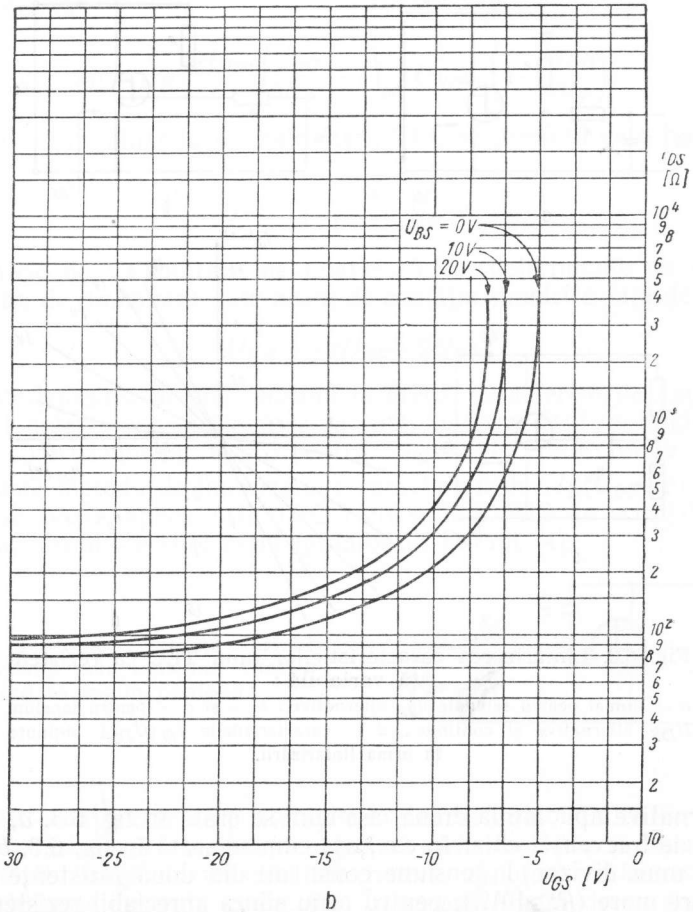

a

Fig. 6.2. Variația rezistenței $r_{DS}$ a unor TEC în regim triodă
*a* — TEC-J ;



Un TEC complet blocat prezintă între drenă și sursă o rezistență $r_{DS\,(OFF)}$ de ordinul $10^8$—$10^{12}$ Ω. Asemănător rezistenței unei joncțiuni blocate, $r_{DS\,(OFF)}$ scade exponențial cu temperatura, reducîndu-se cu circa un ordin de mărime la creșterea temperaturii cu 30 °C.

În fig. 6.2, *a* se prezintă, spre exemplificare, variația rezistenței unui TEC-J în funcție de tensiunea $U_{GS}$, iar în fig. 6.2. *b*, variația rezistenței unui TEC—MIS cu canal indus în funcție de $U_{GS}$. Se observă că, la




b

în funcție de tensiunea de control pe grilă :
*b* — TEC-MIS.

un TEC—MIS, rezistența canalului depinde și de tensiunea bază-sursă (substrat-sursă) $U_{BS}$.

Pentru a se extinde plaja de valori a tensiunii $U_{DS}$ la care TEC se comportă ca o rezistență liniară, se poate aplica la grila acestuia, suprapus tensiunii de comandă, ca semnal de reacție, o jumătate din tensiunea de drenă [2—5]. Această reacție se poate face fie numai pentru semna-

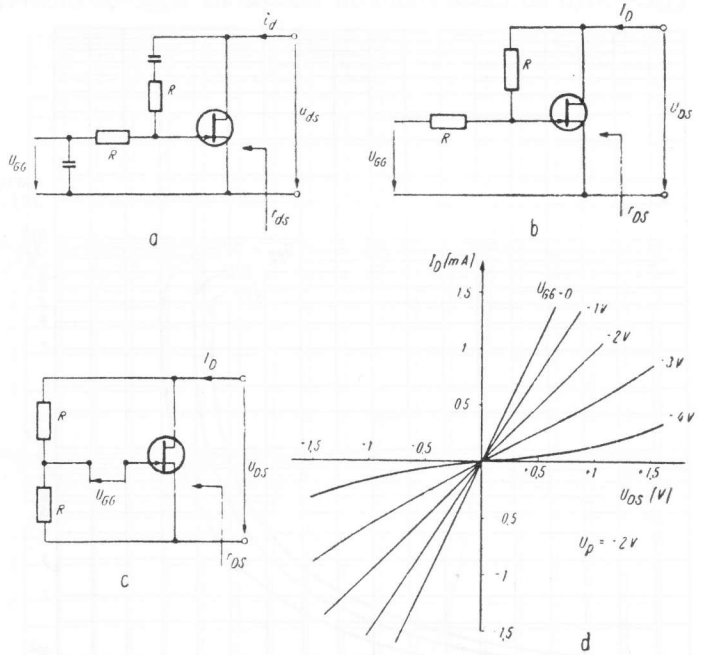



Fig. 6.3. Liniarizarea caracteristicilor unui TEC ca rezistență variabilă :
*a* — numai pentru semnale $u_{ds}$ alternative ; *b* — și *c* — pentru tensiuni $U_{DS}$ alternative și continue ; *d* — caracteristicile $I_D(U_{DS})$ obținute în urma liniarizării.

lele alternative aplicate la drenă, așa cum se arată în fig. 6.3. *a*, fie independent de frecvență, chiar în c.c., așa cum se arată în fig. 6.3, *b* și *c*, cu ajutorul unui divizor de tensiune constituit din două rezistențe egale și de valoare mare ($R > 1M\Omega$), pentru a nu șunta apreciabil rezistența controlată $r_{DS}$.



În cazul schemei din fig. 6.3, *b*, tensiunea grilă-sursă este :

$$U_{GS} = \frac{U_{GG} + U_{DS}}{2} \tag{6.9}$$

(în această schemă, spre deosebire de celelalte două, și tensiunea de control $U_{GG}$ este redusă la jumătate de către divizor).

Dacă se înlocuiește $U_{GS}$ din (6.9) în (6.1) se obține caracteristica riguros liniară :

$$I_D = U_{DS} \frac{2I_{DSS}}{U_P}\left(\frac{U_{GG}}{2U_P} - 1\right) = U_{DS} g_0 \left(1 - \frac{U_{GG}}{2U_P}\right), \tag{6.10}$$

respectiv acum, chiar la semnale mari, TEC se prezintă ca o rezistență :

$$r'_{DS} = \frac{r_0}{1 - (U_{GG}/2U_P)}. \tag{6.11}$$

Limitele de valabilitate ale relației (6.10), determinate de saturația curentului de drenă sînt date acum de condiția simetrică față de origine :

$$U_{DS} = \pm (U_{GG} - 2U_P). \tag{6.12}$$

După depășirea acestei tensiuni la drenă, caracteristicile $I_D(U_{DS})$ nu mai sînt liniare, dar continuă să rămînă simetrice față de origine, după cum se observă din fig. 6.3, *d* pentru $U_{GG} = -4V$, de exemplu.

Această metodă de liniarizare a caracteristicilor $I_D(U_{DS})$ în regiunea triodă se poate aplica atît TEC-J cît și TEC-MIS, în acest din urmă caz însă, lăsîndu-se substratul (grila-bază) flotant [4].

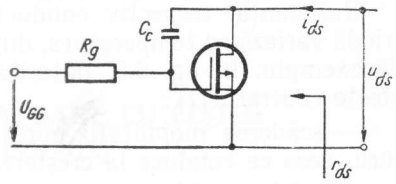



Fig. 6.4. TEC ca rezistență variabilă, controlată prin tensiune, funcționînd în regim pentodă.

O altă soluție care se poate aplica în cazul unui TEC-MIS pentru a obține o rezistență variabilă, controlată prin tensiune și liniară într-o plajă relativ largă de tensiuni alternative $u_{ds}$, fără a lăsa substratul flotant [6] este ilustrată în fig. 6.4. În această figură, drena și grila sînt legate în scurtcircuit pentru semnal prin condensatorul $C_C$, iar tensi-

unea de control se aplică prin rezistența de grilă $R_g$. TEC-MIS lucrează în regim de saturație a curentului de drenă și curentul de drenă poate fi aproximat prin relația:

$$I_D \approx \frac{\beta}{2}(U_G - U_P)^2 \tag{6.13}$$

unde β este un parametru constructiv al TEC—MIS (v. § 3.4.2). Cum însă semnalul aplicat drenei este egal cu cel aplicat grilei, $u_{ds} = u_{gs}$, conductanța dinamică $g_{ds}$ se poate obține diferențiind (6.13) în raport cu $U_G$:

$$g_{ds} = \frac{i_d}{u_{ds}} \approx \beta(U_G - U_P) = -\frac{\beta}{U_P}\left(1 - \frac{U_G}{U_P}\right). \tag{6.14}$$

Se observă că se obține aceeași lege de variație a conductanței în funcție de tensiunea de grilă ca și în cazul precedent, exprimat prin relația (6.6).

Deoarece în curent continuu, la drenă se aplică o tensiune de valoare suficient de mare pentru a asigura funcționarea TEC în regim de saturație (pentodă), liniaritatea este la fel de bună ca în și cazul TEC liniarizat prin reacție.

Abaterile de la liniaritate pentru tensiuni de drenă $U_{ds}$ mai mici de 2 V sînt sub 5%, ceea ce pentru aplicații în radiofrecvență este adesea acceptabil.

Conductanța realizată se comportă corespunzător pînă la frecvența radio suficient de ridicate, cînd componentele reactive ale admitanței drenă-sursă, datorite capacităților TEC, încep să devină semnificative.

Rezistența, respectiv conductanța drenă-sursă a TEC în regim de triodă variază cu temperatura, după cum se observă pentru un TEC—MIS, de exemplu, în fig. 6.5, datorită următoarelor două cauze care produc efecte contrarii [7]:

— scăderea mobilității purtătorilor din canal la creșterea temperaturii, ceea ce conduce la creșterea rezistenței TEC cu temperatura;

— scăderea diferenței de potențial de contact ψ, respectiv variația tensiunii de prag $U_P$ la creșterea temperaturii, care conduce la scăderea rezistenței TEC cu temperatura.

În rezultat, coeficientul de temperatură al rezistenței TEC în regim de triodă poate fi pozitiv, zero sau negativ, în funcție de construcția sa, respectiv de valoarea tensiunii de prag, și în funcție de punctul de funcționare ales.



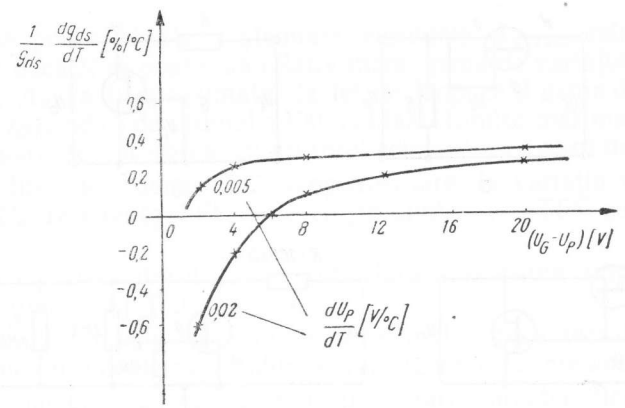



Fig. 6.5. Variația în funcție de ($U_{GS} - U_P$) a coeficientului de temperatură a conductanței unui TEC-MIS.

Valoarea minimă $r_{DS\,(MIN)} = r_0$ a rezistenței $r_{DS}$ ($U_{GS} = 0$), a unui TEC-J cu tensiunea de prag $U_P$ mare, pentru care efectul scăderii mobilității purtătorilor cu temperatura este predominant, crește liniar cu temperatura, cu un coeficient de aproximativ +0,7%/°C. Pentru un TEC-J avînd o valoare mai mică a lui $U_P$, coeficientul de temperatură al lui $r_0$ este tot pozitiv, dar mai mic. Din contra, pentru valori ale lui $U_{GS}$ apropiate de $U_P$ respectiv pentru $r_{DS}$ de valori mari, coeficientul de temperatură este negativ.

Pentru un TEC-MIS, după cum se arată în [7], coeficientul de temperatură al rezistenței $r_{DS}$ poate varia între —0,3 și +0,5%/°C, în funcție de tensiunea $U_{GS} - U_P$ după aceleași criterii ca și cele explicate anterior pentru TEC-J.

## 6.2. ATENUATOARE ȘI AMPLIFICATOARE CU CÎȘTIG CONTROLAT PRIN TENSIUNE [5,8–12]

TEC ca rezistență variabilă, controlată prin tensiune, poate fi folosit pentru a realiza atenuatoare avînd atenuarea controlată prin tensiune sau amplificatoare avînd amplificarea controlată prin tensiune, obținîndu-se astfel variate soluții pentru controlarea prin tensiune a unui cîștig.

Cîteva scheme pentru realizarea unei atenuări controlate prin tensiune cu ajutorul unor TEC sînt ilustrate în fig. 6.6.

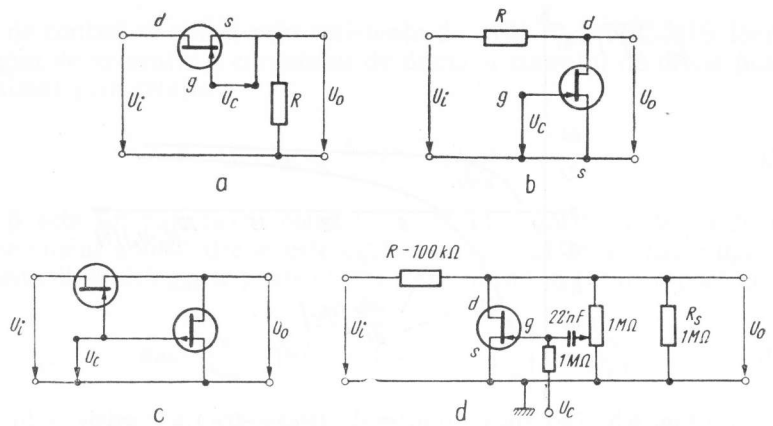



Fig. 6.6. Atenuatoare controlate prin tensiune cu TEC :
*a* — cu TEC în serie cu sarcina ; *b* — cu TEC șuntînd sarcina ; *c* — serie-șunt ; *d* — cu TEC șunt și liniarizare a rezistenței $r_{DS}$.

Cea mai răspîndită dintre schemele simple de atenuator cu TEC este cea ilustrată în fig. 6.6, *b*, care are avantajul de a permite ca sursa de tensiune de control să aibă o bornă la masă. Devine astfel ușor posibilă și comanda de la distanță a atenuării, tensiunea de control fiind filtrată de eventualele semnale parazite culese pe drum, înainte de intrarea pe grila TEC.

Notînd cu $A_u$ atenuarea de tensiune a schemei cu TEC șuntînd sarcina din fig. 6.6, *b*, unde :

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{r_{DS}}{R + r_{DS}} \tag{6.15}$$

limitele gamei de atenuări $A_u$ care pot fi realizate [8] depind pe de o parte, de atenuarea reziduală admisibilă $A_{u\,(rez)}$ atunci cînd $r_{DS}$ prezintă valoarea sa maximă, $r_{DS\,(MAX)}$ și care fixează valoarea rezistenței $R$ :

$$R = r_{DS\,(MAX)} \left( \frac{1}{A_{u\,(rez)}} - 1 \right) \tag{6.16}$$

și, pe de altă parte de valoare minimă $r_{DS\,(MIN)}$ realizabilă cu un TEC dat, care determină atenuarea limită, $A_{u\,(lim)}$

$$A_{u\,(lim)} = \frac{r_{DS\,(MIN)}}{R + r_{DS\,(MIN)}} = \frac{U_{o\,(min)}}{U_i}. \tag{6.17}$$



Dacă se poate admite o atenuare reziduală $A_{u\,(rez)}$ relativ importantă, deci dacă $R$ se poate lua relativ mare, gama de variație a atenuării controlate, $A_u$ va fi aproximativ la fel de largă ca și gama de variație a rezistenței $r_{DS}$, adică de ordinul a 100...1 000. Limite mai mari de variație a atenuării se pot obține cu ajutorul schemei serie-șunt din fig. 6.6, *c*.

Folosindu-se aici două TEC complementare, la variația tensiunii de comandă $U_c$ rezistența TEC serie crește cînd cea a TEC șunt scade și invers.

Pentru ca atenuatorul să nu introducă distorsiuni importante [5] datorite neliniarității TEC, trebuie :

— fie limitat nivelul semnalului la cel mult cîteva zeci de milivolți, ceea ce ridică problema raportului semnal/zgomot la atenuarea limită ;

— fie, mai bine, folosită metoda liniarizării caracteristicii TEC prin reacție, așa cum s-a arătat la § 6.1. Se obține în acest caz schema din fig. 6.6, *d*.

Într-o asemenea schemă, la un semnal maxim de 0,1 V la ieșire, în loc de circa 10% distorsiuni în absența liniarizării, se obțin numai 0,1—0,3% distorsiuni. O schemă de creștere sau scădere a semnalului după o lege exponențială în timp, de exemplu pentru mixaje sonore, folosind asemenea atenuatoare cu TEC, este descrisă în [9].

Cele mai simple amplificatoare cu amplificare controlată prin tensiune cu ajutorul unui TEC îl folosesc pe acesta fie ca rezistență de sarcină variabilă (fig. 6.7, *a* și *b*) fie ca rezistență de reacție negativă variabilă în circuitul sursei unui TEC sau emitorului unui tranzistor bipolar (fig. 6.7, *c* și *d*).

În ambele situații, limitele de variație ale amplificării și compromisul de făcut între distorsiuni mici sau raport semnal/zgomot favorabil, rămîn aceleași ca la atenuatoarele descrise anterior, deoarece, fie tensiunea de intrare, fie cea de ieșire, apar practic integral pe TEC. Amplificările fiind în general mici, chiar semnalul de intrare care apare la bornele TEC poate fi uneori suficient pentru a se produce distorsiuni inadmisibile.

Rezultate mai bune se obțin folosind TEC ca rezistență în rețeaua de reacție a unui amplificator operațional [10], fie ca rezistență de reacție (fig. 6.8, *a*) fie, mai bine, la intrarea sa, așa cum se arată în fig. 6.8, *b*.

În fig. 6.8 se dau și relațiile specificînd amplificarea în funcție de rezistența variabilă a TEC. În asemenea scheme simple, variază însă și lărgimea de bandă odată cu amplificarea, deoarece ambele mărimi sînt controlate de același factor de reacție variabil și produsul lor rămîne constant.

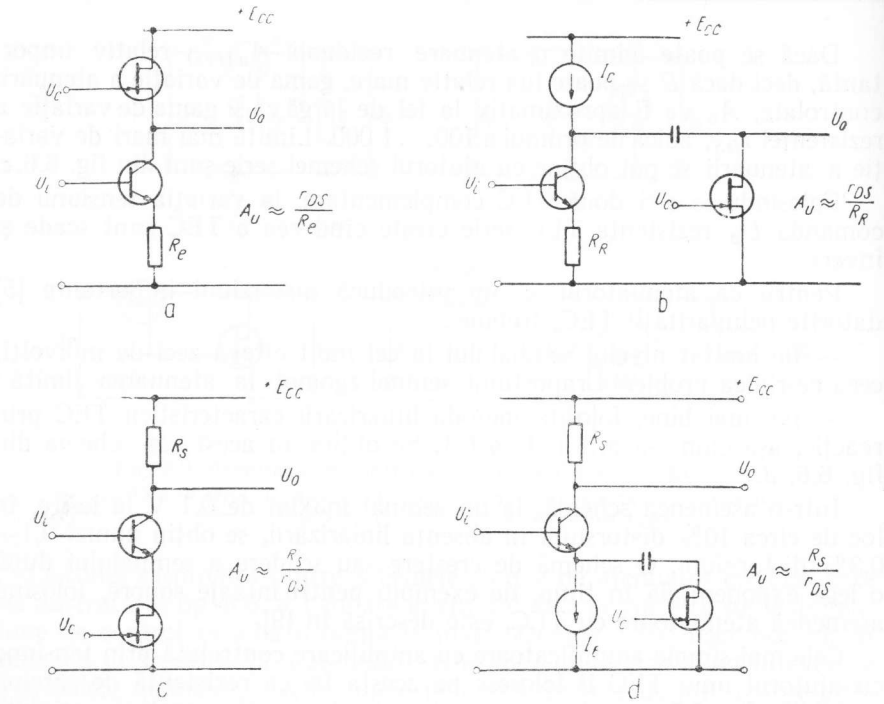



Fig. 6.7. Etaje amplificatoare cu amplificarea controlată prin tensiune :
*a* — TEC ca sarcină ; *b* — TEC şuntînd sarcina în curent alternativ ; *c* — TEC ca rezistenţă de emitor ; *d* — TEC şuntînd rezistenţa de emitor în c.a.

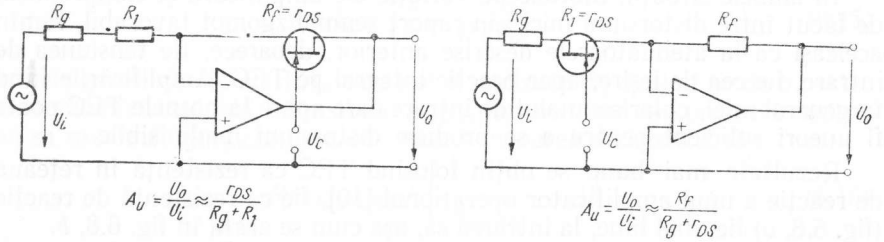



Fig. 6.8. TEC ca rezistenţă variabilă controlînd amplificarea unui amplificator operaţional cu reacţie :
*a* — TEC ca rezistenţă de reacţie $R_f$ ; *b* — TEC ca rezistenţă de intrare $R_1$.



În fig. 6.9. se prezintă schema de control a amplificării unui amplificator operaţional, în care se evită acest inconvenient prin folosirea unui al doilea TEC [11]. Făcînd ca rezistenţa $R_3$ să fie în permanenţă egală cu $R_1 \| R_2$, se modifică în realitate automat constanta de timp a circuitului de la intrare care determină banda amplificatorului fără reacţie în aşa fel încît banda amplificatorului cu reacţie rămîne constantă, independent de amplificare.

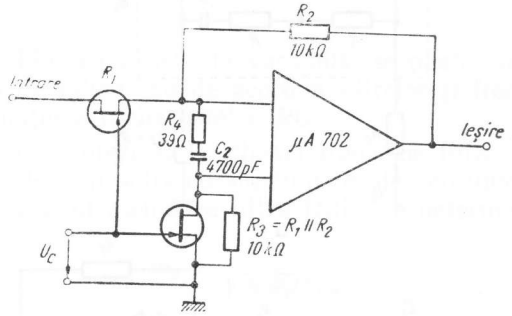



Fig. 6.9. Asigurarea unei benzi de frecvenţă constantă la controlul prin TEC a amplificării unui amplificator operaţional cu reacţie.

O soluţie interesantă care permite controlul printr-un TEC introdus în reţeaua de reacţie a amplificării unui amplificator operaţional într-o gamă largă de valori a amplificării, la un semnal de ieşire relativ mare, deci cu un raport semnal/zgomot favorabil şi în acelaşi timp cu distorsiuni reduse [12] este ilustrat în fig. 6.10, *a*. În această schemă, a cărei circuit echivalent este reprezentat în fig. 6.10, *b*, semnalul de intrare se aplică în paralel la cele două intrări ale unui amplificator diferenţial integrat de amplificare $A_0$ (fără reacţie). Valoarea rezistenţei variabile $R_v$ este astfel controlată încît $R_v \geqslant R_1$.

Tensiunea de ieşire $U_o$ este proporţională cu diferenţa de tensiuni $U_a - U_b$ care apare la intrarea amplificatorului diferenţial datorită inegalităţii rezistenţelor $R_1$ şi $R_v$.

Dacă, de exemplu, este necesar ca $U_o = -A_o (U_a - U_b)$ să rămînă constant, independent de amplitudinea semnalului de intrare $U_i$, trebuie ca la scăderea tensiunii de intrare $U_i$ sistemul de control al amplificării să comande o creştere a rezistenţei $R_v$ pentru ca $U_b$ să scadă, respectiv diferenţa $U_a - U_b$ să crească.

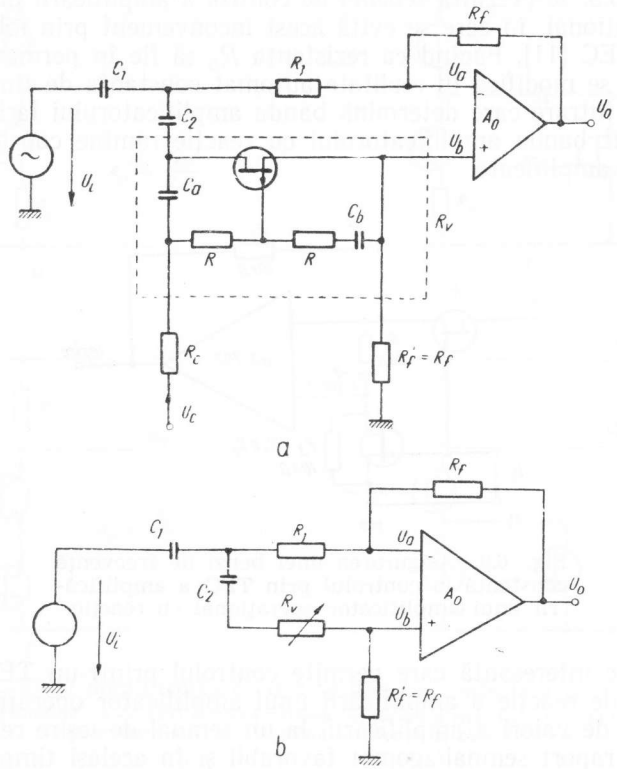



Fig. 6.10. Asigurarea unor distorsiuni reduse la controlul prin TEC a amplificării unui amplificator operațional cu reacție :
*a* — schema de principiu ; *b* — circuitul echivalent.

Distorsiunile introduse de neliniaritatea TEC rămîn mici, deoarece semnalul la bornele TEC, $u_{ds}$, este întotdeauna mic : $u_{ds} \approx U_0/A_0$, unde de obicei $A_0 \geqslant 1\,000$. După cum se poate ușor observa, amplificarea sistemului poate varia între zero, la $R_v = R_1$ și valoarea maximă $A_{max} \approx R_f/R_1$ la $R_v \gg R_f$. Pe schema concretă experimentată și descrisă în detaliu în [12] s-a putut obține variația amplificării în limite de 40 dB, la distorsiuni sub 1%, cu semnal de 1 V la ieșire și cu un raport semnal/zgomot totdeauna mai favorabil de 40 dB.



Principiul unei scheme de amplificator de radiofrecvență cu cîștig controlat prin TEC ca rezistență variabilă conectat după principiul din fig. 6.4 este prezentat în [6].

## 6.3. FILTRE, OSCILATOARE ȘI DEFAZOARE CONTROLATE PRIN TENSIUNE

Cu ajutorul TEC ca rezistență variabilă, se poate controla prin tensiune frecvența de tăiere sau de acord a filtrelor și frecvența și amplitudinea de oscilație a oscilatoarelor *RC*.

În fig. 6.11, *a* se prezintă o schemă tipică de filtru activ *RC* trecejos, folosind un element activ cu amplificarea de tensiune $A_u = +1$. Frecvența de tăiere a unui asemenea filtru [13] este determinată de relația :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \tag{6.18}$$

În fig. 6.11, *b* se arată schema aceluiași filtru, în care rezistențele $R_1$ și $R_2$, care determină frecvența de tăiere, au fost înlocuite cu două TEC identice, folosite ca rezistențe variabile.

Înlocuind în (6.18), în conformitate cu (6.7) :

$$R_1 = R_2 = r_{ds} = \frac{r_0}{\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)}$$

se obține :

$$\omega_0 = \frac{1 - \frac{U_{GS}}{U_P}}{r_0 \sqrt{C_1 C_2}} \tag{6.19}$$

din care rezultă că frecvența de tăiere a filtrului poate fi liniar controlată prin tensiune.

Această idee, a folosirii unor TEC ca rezistențe variabile în rețelele selective *RC*, permite în mod asemănător controlul frecvenței de centru a unui filtru trece bandă [14] cum este cel în T podit din fig. 6.11, *c* sau de oscilație a unui oscilator, într-o plajă de frecvențe largă, de ordinul a 10/1 sau mai mult.

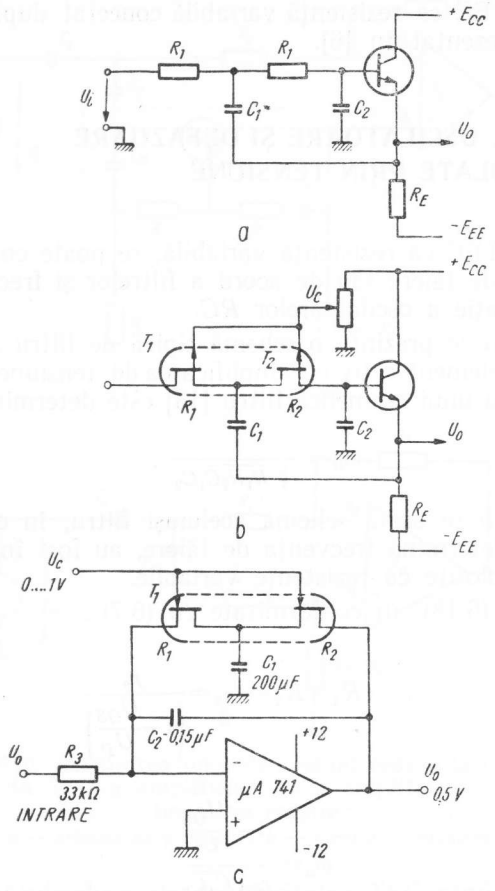



Fig. 6.11. Controlul prin tensiune a unor filtre cu ajutorul unor TEC ca rezistențe variabile : *a* — **filtru activ** *RC* trece-jos, cu frecvență de tăiere fixă ; *b* — același, cu frecvență de tăiere controlată prin tensiune cu TEC ; *c* — filtru activ trece-bandă, cu frecvența de centru controlată prin tensiune, cu TEC.



Schema de principiu a unui asemenea oscilator [15] este ilustrată în fig. 6.12, *a* iar cea bloc în fig. 6.12, *b*. În această schemă tranzistoarele cu efect de cîmp $T_2$ și $T_4$ sînt folosite ca rezistențe variabile, controlate prin tensiune, în etajele defazoare realizate cu tranzistoarele bipolare $T_1$ și $T_3$. Urmează un etaj inversor de fază $T_5$ și, pe de o parte, un amplificator de ieșire $T_6$, pe de altă parte, un atenuator controlat prin ten-

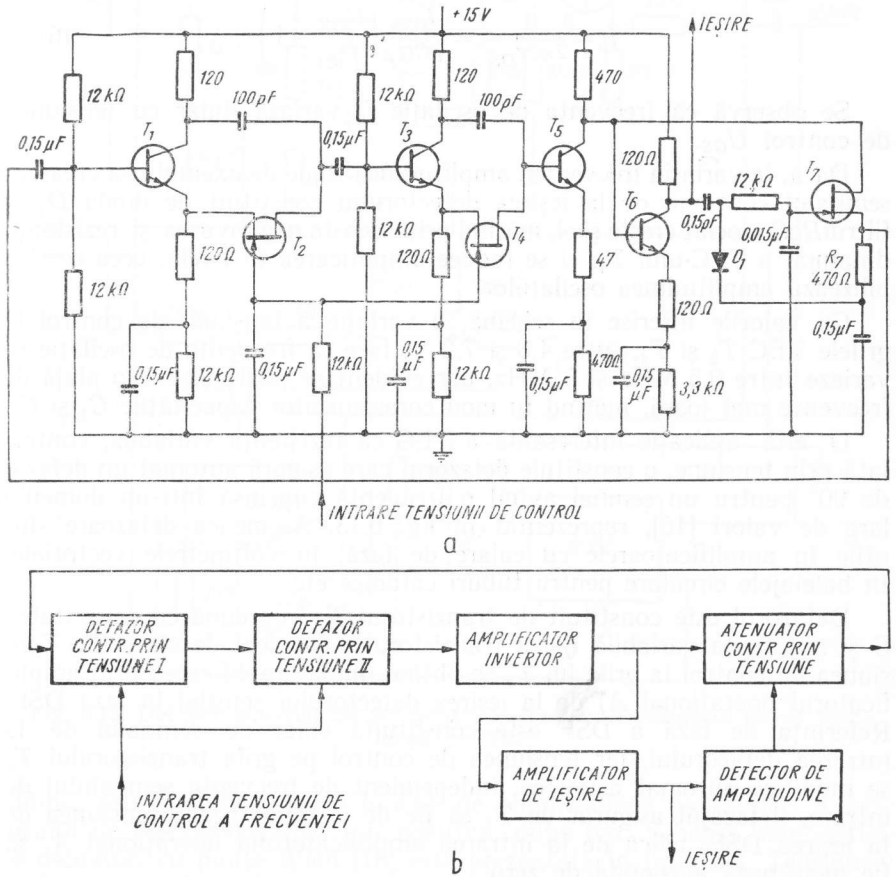



Fig. 6.12. Oscilator *RC* cu două celule defazoare, cu frecvență controlate prin tensiune cu TEC și reglaj automat al amplitudinii prin TEC : *a* — schema completă ; *b* — schemă-bloc funcțională.

siune realizat cu ajutorul TEC-ului $T_7$ și rezistenței $R_7$, de la ieșirea căruia bucla de reacție se închide spre baza lui $T_1$.

Oscilațiile se produc la frecvența $f_0$ la care defazajul total în bucla de reacție este de 360°, adică la care etajele defazoare $T_1$ și $T_3$ produc cîte un defazaj de 90°; admițînd $C_1=C_2=C$ și cu $\frac{1}{r_{DS}}=g_{DS}$ din relația (6.6) se obține:

$$f_0=\frac{1}{2\pi C r_{DS}}=\frac{I_{DSS}}{\pi C U_P}\left(\frac{U_{GS}}{U_P}-1\right). \qquad (6.20)$$

Se observă că frecvența de oscilație $f_0$ variază liniar cu tensiunea de control $U_{GS}$.

Dacă, la variația frecvenței, amplitudinea tinde de exemplu să crească, semnalul continuu de la ieșirea detectorului constituit de dioda $D_1$ și filtrul $RcC$ asociat crește și el, mărind prin aceasta negativarea și rezistența dinamică a TEC-ului $T_7$, și se reduce amplificarea în buclă, ceea ce stabilizează amplitudinea oscilațiilor.

Cu valorile înscrise în schemă, o variație a tensiunii de control la grilele TEC $T_2$ și $T_4$, între 4,8 și 7,2 V, face ca frecvența de oscilație să varieze între 0,5 MHz și 5 MHz, dar evident se poate obține o plajă de frecvențe mai joasă, mărind în mod corespunzător capacitățile $C_1$ și $C_2$.

O altă aplicație interesantă a TEC ca rezistență variabilă, controlată prin tensiune, o constituie defazorul care asigură automat un defazaj de 90° pentru un semnal avînd o frecvență cuprinsă într-un domeniu larg de valori [16], reprezentat în fig. 6.13. Asemenea defazoare sînt utile în amplificatoarele cu calare de fază, în voltmetrele vectoriale, în baleiajele circulare pentru tuburi catodice etc.

Defazorul este constituit de tranzistorul $T_1$ împreună cu capacitatea $C$ și rezistența variabilă $r_{DS}$ a tranzistorului cu efect de cîmp $T_2$. Tensiunea de control la grila lui $T_2$ se obține (după amplificarea prin amplificatorul operațional $A$) de la ieșirea detectorului sensibil la fază DSF. Referința de fază a DSF este constituită chiar de semnalul de la intrarea defazorului, iar tensiunea de control pe grila tranzistorului $T_2$ se modifică automat astfel ca, independent de frecvența semnalului de intrare, defazajul asigurat de $T_1$ să fie de 90°, pentru ca tensiunea de la ieșirea DSF, adică de la intrarea amplificatorului operațional $A$, să fie menținută apropiată de zero.

O aplicație importantă a TEC ca rezistență variabilă în oscilatoarele cu două bucle de reacție [17], o constituie controlul automat al amplitudinii, prin modificarea, în funcție de amplitudinea oscilațiilor, a factorului de reacție negativă sau pozitivă, după caz. Schema unui astfel de oscilator, cu punte Wien [18] este prezentată în fig. 6.14. Tensiunea de ieșire a oscilatorului, $U_o$, este redresată de $D_1$ și filtrată de $R_3$, $C_1$. Potențiometrul $P_2$ reglează tensiunea $U_{GS}$ aplicată grilei TEC, care îi modifică rezistența dinamică și stabilizează amplitudinea oscilației.



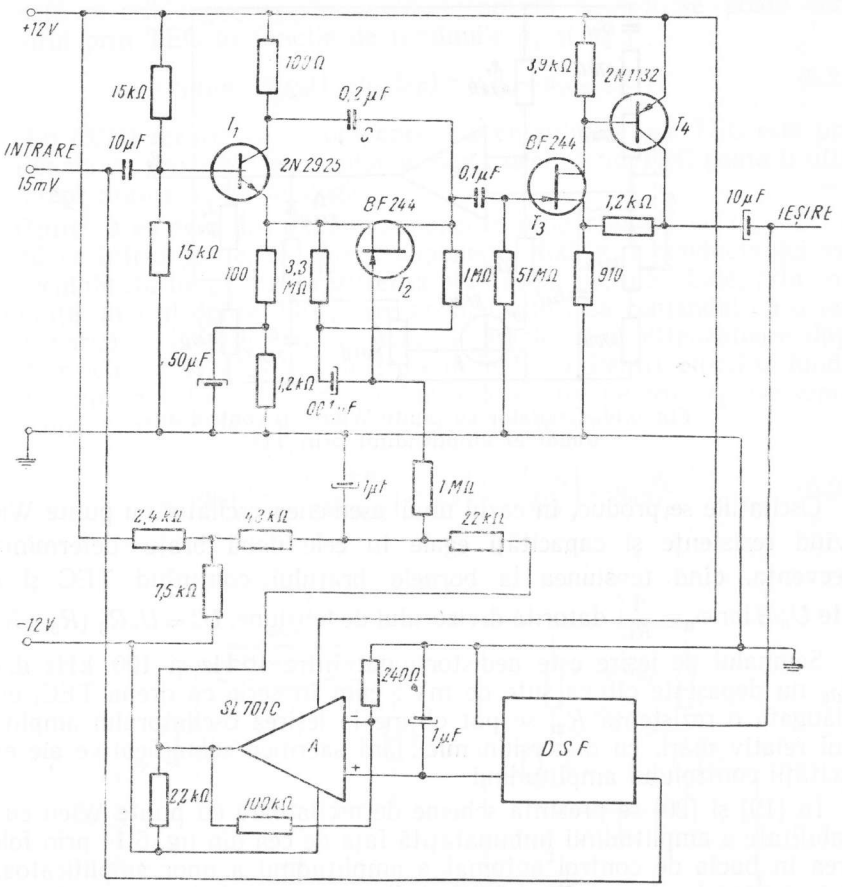



Fig. 6.13. Defazor automat de 90° pentru o frecvență variabilă într-o gamă largă, cu TEC.

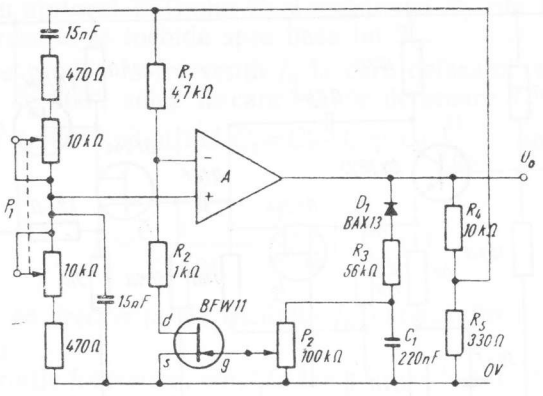



Fig. 6.14. Oscilator cu punte Wien, cu control automat al amplitudinii prin TEC.

Oscilațiile se produc, în cazul unui asemenea oscilator cu punte Wien avînd rezistențe și capacități egale în cele două brațe determinînd frecvența, cînd tensiunea la bornele brațului conținînd TEC și $R_2$ este $U_o'/3$ iar $\omega_0=\frac{1}{RC}$ datorită divizorului de tensiune, $U_o'=U_oR_5/(R_5+R_5)$.

Semnalul de ieșire este nedistorsionat între 10 Hz și 100 kHz dacă $U_{ds}$ nu depășește cîteva sute de mV; cum în serie cu drena TEC, este adăugată o rezistență $R_2$, se pot obține la ieșirea oscilatorului amplitudini relativ mari, cu distorsiuni mici, fără sacrificii semnificative ale eficacității controlului amplitudinii.

În [19] și [20] se prezintă scheme de oscilatoare cu punte Wien cu o stabilitate a amplitudinii îmbunătățită față de cea din fig. 6.14 prin folosirea în bucla de control automat a amplitudinii a unor amplificatoare de c.c. a tensiunii controlînd TEC-ul din ramura rezistivă a punții.

## 6. . MULTIPLICATOARE ȘI DIVIZOARE ANALOGICE

În conformitate cu legea lui Ohm, curentul printr-o conductanță este proporțional cu tensiunea la bornele ei: $i=u_1g$; conductanța drenă-sursă a unui TEC în regim triodă, $g_{DS}$, variază la rîndul ei liniar cu tensiunea



aplicată pe grilă: $g_{DS}=g_0(1-u_{GS}/U_P)$; notînd $u_{GS}=u_2$ se poate scrie curentul prin TEC în funcție de tensiunile $u_1$ și $u_2$:

$$i_d=u_1g_{DS}=u_1g_0(1-u_2/U_P)=u_1g_0-u_1u_2g_0/U_P. \tag{6.21}$$

Din (6.21) rezultă că o componentă a curentului prin TEC este proporțională cu produsul tensiunilor $u_1$ și $u_2$, deci că un TEC poate fi utilizat drept multiplicator analogic.

Pentru a elimina din (6.21) componenta proporțională cu $u_1$, TEC se introduce într-o punte, în care componenta fixă $g_0$ a conductanței sale este echilibrată fie printr-o rezistență ajustabilă, fie, mai bine, prin conductanța unui al doilea TEC, care nu mai este însă comandat cu o tensiune variabilă la grilă. Cîteva scheme simple de multiplicatoare după acest principiu [21], [22] sînt ilustrate în fig. 6.15. Pentru circuitul fundamental din fig. 6.15, *a*, în care tensiunea de semnal pe grilă $u_2$ este suprapusă unei tensiuni de polarizare $U_{GG}$, se poate scrie:

$$g=g_0\left(1-\frac{U_{GG}+u_2}{U_P}\right)=g_0\left(1-\frac{U_{GG}}{U_P}\right)-g_0\frac{u_2}{U_P} \tag{6.22}$$

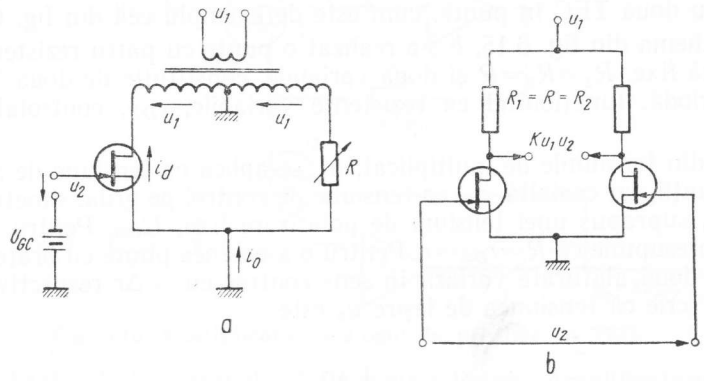



Fig. 6.15. Scheme simple de multiplicatoare cu TEC.

Curentul de drenă care se obține la aplicarea unei tensiuni $u_{DS}=u_1$ este:

$$i_d=gu_1=g_0\left(1-\frac{U_{GG}}{U_P}\right)u_1-g_0\frac{u_1u_2}{U_P} \tag{6.23}$$

iar curentul de ieșire $i_o$ al punții este:

$$i_0=g_0\left(1-\frac{U_{GG}}{U_P}\right)u_1-\frac{u_1}{R}-g_0\frac{u_1u_2}{U_P}. \tag{6.24}$$

Dacă $R$ este ales astfel încît conductanța sa să fie egală cu cea a canalului pentru $u_2=0$, adică dacă:

$$R=1/g_0\left(1-\frac{U_{GG}}{U_P}\right) \tag{6.25}$$

atunci curentul de ieșire $i_0$ devine

$$i_0=-\frac{g_0}{U_P}u_1u_2. \tag{6.26}$$

Avantajele unui asemenea multiplicator sînt: puteri de intrare mici (cea de pe grilă este practic zero) și frecvență de lucru ridicată.

Multiplicatorul cu un singur TEC înpunte are dezavantajul neliniarității și dependenței importante de temperatură. Se preferă de aceea variantele cu două TEC în punte, cum este de exemplu cea din fig. 6.15, *b*.

În schema din fig. 6.15, *b* s-a realizat o punte cu patru rezistențe din care două fixe, $R_1=R_2=R$ și două variabile, constituite de două TEC în regim triodă, funcționînd ca rezistențe variabile, $r_{DS}$, controlate prin tensiune.

Una din tensiunile de multiplicat, $u_1$, se aplică ca tensiune de alimentare a punții, iar cealaltă, $u_2$, ca tensiune de control pe grilă, simetric față de masă, suprapus unei tensiuni de polarizare fixe, $U_{GS}$. Pentru simplitate, se presupune că $R=r_{DS}=r$. Pentru o asemenea punte cu brațe egale, din care două alăturate variază în sens contrar cu $+\Delta r$ respectiv $-\Delta r$, se poate scrie că tensiunea de ieșire $u_o$ este

$$u_o=\frac{1}{2}\frac{\Delta r}{r}u_1. \tag{6.27}$$

Plecînd de la relația (6.7) diferențiind-o și trecînd apoi la diferențe finite, se poate scrie pentru $u_2=u_{gs}=\Delta U_{GS}\ll U_{GS}$ că

$$\frac{\Delta r}{r}\approx\frac{u_2}{U_P-U_{GS}}. \tag{6.28}$$



Înlocuind (6.28) în (6.27) se obține:

$$u_o\approx\frac{1}{2}\left(\frac{u_1u_2}{U_P-U_{CS}}\right) \tag{6.29}$$

din care se observă că tensiunea de ieșire este aproximativ proporțională cu produsul $u_1u_2$.

Un asemenea multiplicator funcționează corect pentru semnale de ordinul milivolților, însă plaja sa de tensiuni se poate lărgi întrucîtva prin metodele de liniarizare prezentate în § 6.1.

O variantă mai complexă de multiplicator după principiul TEC ca rezistență variabilă, în punte, este prezentată în [23]. Erorile sînt sub 0,3% pentru semnale de ordinul a 1—5 V.

O schemă de multiplicator electronic într-un singur cadran (adică numai pentru $u_1$ și $u_2$ ambele pozitive), tot cu TEC, dar după alt principiu [24], admițînd tensiuni de pînă la 0,75 V, (adică mai mici decît $U_P$) și asigurînd o precizie de 0,1%, este ilustrată în fig. 6.16. Cele două TEC-MIS cu canal *p*, indus, lucrează în regiunea triodă și se presupune că sînt

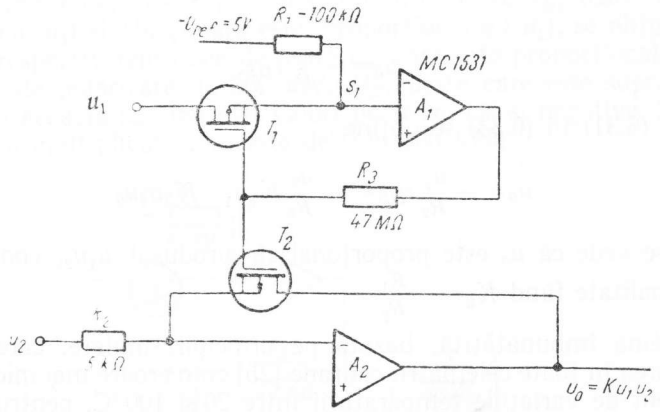



Fig. 6.16. Multiplicator analogic de precizie cu TEC.

împerecheate, deși nu trebuie să fie riguros liniare. Amplificatorul operațional $A_1$ are o amplificare mai mare de 1 000, ceea ce tinde să mențină borna sa de intrare $S_1$ la un potențial practic zero (punct de masă virtual). În consecință, curentul care intră în $S_1$ din spre $u_1$ este egal cu cel care pleacă din $S_1$ spre $-U_{ref}$, adică:

$$\frac{u_1}{r_{DS1}}=\frac{-U_{ref}}{R_1}=\frac{1}{K_1} \tag{6.30}$$

unde $K_1$ este o constantă, deoarece $-U_{ref}$ și $R_1$ sînt constante, de unde

$$r_{DS1}=K_1 u_1 \tag{6.31}$$

Prin urmare, rezistența drenă-sursă a tranzistorului cu efect de cîmp $T_1$ este proporțională cu tensiunea $u_1$.

Deoarece rezistența $r_{DS1}$ are o valoare dictată de tensiunea de control pe grila sa, adică de semnalul de la ieșirea amplificatorului operațional, îndeplinirea condiției (6.30) este satisfăcută automat, respectiv dacă, de exemplu, $u_1$ crește, semnalul de la ieșirea lui $A_1$ scade, pozitivînd mai mult grila lui $T_1$, deci mărind în mod corespunzător $r_{DS1}$. Simultan, și exact în aceeași măsură, este mărită și $r_{DS2}$ a TEC identic $T_2$, căruia i se aplică același semnal pe grilă:

$$r_{DS1}=r_{DS2}=r_{DS} \tag{6.32}$$

Deci o rezistență proporțională cu tensiunea de intrare $u_1$ este introdusă în bucla de reacție a amplificatorului $A_2$. Tensiunea la ieșirea lui $A_2$ este:

$$u_o=-\frac{u_2}{R_2} r_{DS}. \tag{6.33}$$

Înlocuind (6.31) în (6.33) se obține:

$$u_o=-\frac{u_2}{R_2} r_{DS}=-\frac{u_2}{R_2} K_1 u_1=K_2 u_1 u_2 \tag{6.34}$$

din care se vede că $u_o$ este proporțonal cu produsul $u_1 u_2$, constanta de proporționalitate fiind $K_2=-\frac{K_1}{R_2}$.

O schemă îmbunătățită, bazată pe principii similare, care permite multiplicarea în toate cele patru cadrane [25] cu o eroare mai mică de 1%, independent de variațiile temperaturii între 20 și 100 °C, pentru semnale de pînă la $\pm 0{,}3$ V este ilustrată în fig. 6.17.

Cele două TEC sînt împerecheate în regim triodă. Tranzistorul $T_2$ efectuează multiplicarea, iar $T_1$ servește pentru compensarea cu temperatura. Pentru îmbunătățirea liniarității TEC ca rezistențe variabile se folosește metoda de liniarizare prin reacție prezentată în § 6.1, la cele două grile, suprapunîndu-se peste semnalul de comandă și 1/2 $U_{DS}$. Aranjînd ca $U_{G2}$ să urmărească $U_{G1}$, se realizează ca $\frac{i_{D2}}{U_{DS2}}$ să fie proporțional cu $I_{D1}/U_{DS1}$ și să fie independent de $I_{DSS}$ și $U_P$.



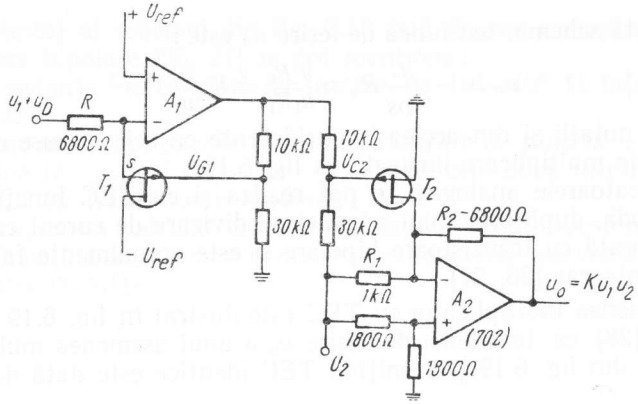



Fig. 6.17. Multiplicator analogic cu TEC, compensat pentru variațiile temperaturii ambiante.

Menținînd $U_{DS1}=-U_{ref}=$const, produsul între $I_{D1}$ (care este proporțional cu $u_1$) și $U_{DS2}$ (care este proporțional cu $u_2$), se obține măsurînd $I_{D2}$, respectiv tensiunea de ieșire $u_o$, care este proporțională cu $I_{D2}$. Tensiunea de polarizare de 350 mV, $U_D$, peste care este suprapusă $u_1$, permite ca aceasta să aibă atît valori pozitive, cît și negative. Banda de frecvență a multiplicatorului este de 0 la 500 kHz.

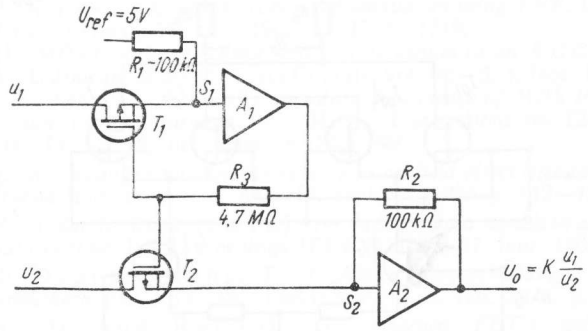



Fig. 6.18. Divizor analogic de precizie cu TEC.

Pe aceleași principii se poate construi și un divizor analogic, $I_{D2}$ fiind controlat de tensiunea $u_2$, tensiunea de drenă corespunzătoare a lui $T_2$ fiind folosită ca semnal de ieșire.

O altă schemă de divizor analogic [24] este ilustrată în fig. 6.18.

În această schemă, tensiunea de ieșire $u_o$ este:

$$u_o = -\frac{u_o}{r_{DS}} R_2 = \frac{u_o R_2}{u_1 K_1} = K_2 \frac{u_2}{u_1} \tag{6.35}$$

cu aceleași notații și din aceleași considerente ca cele expuse cu privire la schema de multiplicare ilustrată în fig. 6.16.

Multiplicatoarele analogice se pot realiza și cu TEC funcționînd în regim pentodă, după principiul schemei cu divizare de curent care a fost inițial elaborată cu tranzistoare bipolare și este actualmente fabricată și ca circuit integrat [26, 27].

Un asemenea multiplicator cu TEC este ilustrat în fig. 6.19. Se poate demonstra [28] că tensiunea de ieșire $u_o$ a unui asemenea multiplicator cu notațiile din fig. 6.19 și admițînd TEC identice este dată de relația:

$$u_o = K u_1 u_2 (1 + \varepsilon) \tag{6.36}$$

unde:

$u_1$ și $u_2$ sînt cele două tensiuni de multiplicat;

$K = \frac{R_o}{R_s \cdot U_p} \sqrt{\frac{I_{DSS}}{I}}$ este o constantă;

$\varepsilon$ este un termen de eroare, care rămîne însă, pentru schema dată, sub 1% dacă atît $u_1$ cît și $u_2$ rămîn sub 1 V.

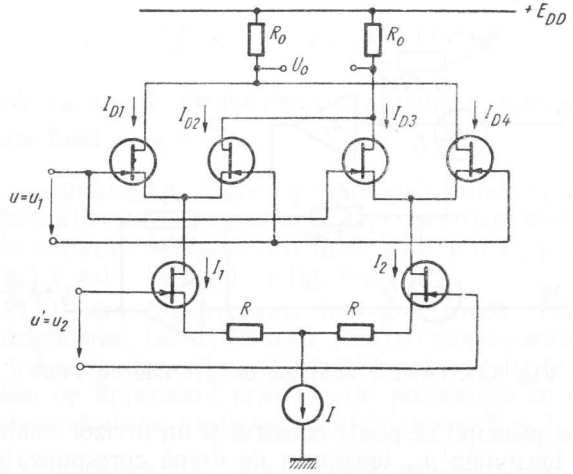



Fig. 6.19. Multiplicator analogic cu TEC în regim pentodă, după principiul divizării de curent.



Ca avantaj al schemei din fig. 6.19 față de cea corespunzătoare cu tranzistoare bipolare [26, 27] se pot menționa:

— impedanțe foarte mari de intrare, de $10^8$—$10^9$ Ω față de numai $10^3$—$10^4$ Ω;

— erori mult mai mici la tensiuni de intrare de pînă la ±1 V față de numai pînă la ±0,5 V respectiv ±7 mV pe cele două intrări ale multiplicatorului cu tranzistoare bipolare.

După cum s-a calculat și verificat experimental, acest multiplicator cu TEC funcționează corect pentru semnale avînd frecvențe de pînă la aproximativ 20 MHz.

## BIBLIOGRAFIE


1. Strange, N. *Universal normaliseá j. f. e. t. characteristic curves.* În: Electronic Engineering, **42**, nr. 504, febr. 1970, p. 53—58.
2. Townsend, W. G. and Stracolian, A. J. *A voltage variable resistor MOST.* În: Microelectronics and Reliability, **9**, nr. 6/nov. 1970, p. 491—496.
3. Todd, C. D. *FET as a voltage variable resistor.* În: Electronic components, **7**, apr. 1966, p. 347—350.
4. Bilotti, A. *Operation of a MOS Transistor as variable resistor.* În: Proceedings IEEE, **54**, aug. 1966, p. 1093—1094.
5. Ow, H. P. *Reducing distorsion in controlled atenuators using FET.* În: Proceedings IEEE (letters), **56**, oct. 1968, p. 1718—1719.
6. Ikeda, H. *MOST variable resistor and its application to an A.G.C. amplifier.* În: IEEE Journal of Solid—State Circuits, vol. **SC—5**, 1, febr. 1970, p. 43—45.
7. Vadasz, L., Grove, A. S. *Temperature dependence of MOS transistor characteristics below saturation.* În: IEEE Transactions on Electron devices, **ED—13**, nr. 12, dec. 1966, p. 863—866.
8. Gosling, W. *Voltage controled attenuators using field effect transistors.* În: IEEE Transactions on Audio, **AU—13**, sept/oct. 1965 p. 112—120.
9. Ow, H. P. *A simple circuit using FETs for fading audio signals in and out exponentially in time.* În: Proceedings IEEE (Letters) **57**, febr. 1969, p. 222—224.
10. Lange, F. D., Schürmann, T. H. *Aktive Vierposchaltungen mit Operationsverstärkern und FET.* În: Elektronik, nr. 1, ian. 1970, p. 13—14.
11. Fontaine, G. and Reboul, G. *Matched FET's stabilize amplifier bandwith.* În: Electronics. **43**, nr. 11, mai 1970, p. 93.
12. Leighton, H. N. *An optimized gain control configuration using the field effect transistor.* În: IEEE Journal of Solid State Circuits, **SC—3**, nr. 4, dec. 1968, p. 441—447.
13. Scott, L. *Criteria for the design of actice filters using Resistance and Capacitance elements in feedback circuits.* În: Solid State Electronics, vol. **9**, nr. 6 iun. 1966, p. 641—652.

CAPITOLUL 7

# CIRCUITE CU TEC CA ELEMENT DE COMUTAȚIE ANALOGICĂ

## 7.1. TEC CA ELEMENT DE COMUTAȚIE ANALOGICĂ

Pentru modulatoare și demodulatoare în amplificatoarele de curent continuu cu modulare-demodulare, pentru selecția și pentru eșantionarea semnalelor în sistemele de prelucrare a informațiilor lucrînd cu diviziune în timp, de asemenea în numeroase alte circuite sînt necesare elemente de comutație analogică.

Un element de comutație analogică trebuie să poată transmite un semnal analogic, fără a-i altera valoarea instantanee, dintr-o cale de semnal în alta, numai pe durata unui interval de timp determinat de un alt semnal, de comandă.

Un element de comutație analogică ideal trebuie să îndeplinească următoarele condiții :

— să aibă o impedanță zero în starea conductoare (starea „ON") ;
— să aibă o impedanță infinită în starea blocată (starea „OFF") ;
— să permită trecerea nedeformată a semnalului în starea conducătoare ;
— să oprească complet semnalul în starea blocată, și să poată suporta o tensiune cît mai ridicată între bornele sale în această stare ;
— să nu introducă semnale reziduale, parazite, care să se suprapună semnalului util transmis ;
— să permită o comutație rapidă din starea conductoare în cea blocată și invers ;

— să aibă o fiabilitate ridicată.

TEC are unele avantaje esențiale ca element de comutație analogică [1] față de alte dispozitive semiconductoare și în primul rînd față de diode și de tranzistoarele bipolare, chiar speciale, cu dublu emitor, realizate în acest scop:

— în starea conductoare *nu înseriază tensiuni reziduale* în calea semnalului, deoarece nu are joncțiuni pe calea sursă-drenă. Circuitul echivalent al unui TEC în starea conductoare, în regim staționar, este o simplă rezistență (tranzistoarele bipolare folosite ca elemente de comutație analogică, în starea conductoare înseriază o tensiune reziduală, care este de ordinul a 1—2 mV pentru un tranzistor simplu și de ordinul a 50—100 μV pentru un tranzistor special, cu dublu emitor);

— are o *impedanță mare de intrare* pe calea semnalului de comandă, adică pe grilă; de aceea, în regim staționar nu injectează semnal din calea de comandă în calea semnalului util transmis. Datorită acestui fapt, dispare necesitatea unui transformator, de obicei folosit pentru comanda tranzistoarelor bipolare, în vederea izolării semnalului de comandă de cel util;

— *efectele parazite*, care în regimurile tranzitorii de comutație permit totuși trecerea unor semnale nedorite din circuitul de comandă în cel de semnal, *sînt mai reduse* și mai ușor de compensat în cazul unui TEC (în special în cazul unui TEC-MIS) decît în cazul unui tranzistor bipolar, deoarece, spre deosebire de acesta din urmă, TEC nu înmagazinează sarcini de purtători minoritari;

— deși rezistențele minime care se pot realiza cu un TEC *în starea conductoare — $r_{(ON)}$ — de ordinul a 2 — 1000* Ω sînt în general mai mari decît cele care se pot realiza cu tranzistoarele bipolare, la saturație (de ordinul 1—30 Ω) se pot în schimb realiza *în starea blocată rezistențe — $r_{(OFF)}$ — de ordinul a $10^8$—$10^{12}$* Ω, care sînt cu 2—3 ordine de mărime mai mari decît cele care se obțin de obicei cu tranzistoarele bipolare în stare blocată. Prin urmare, raportul $r_{(ON)}/r_{(OFF)}$, care în mare măsură caracterizează calitatea unui dispozitiv semiconductor ca element de comutație analogică, este în cazul TEC de $10^7$—$10^{10}$, adică cu 2—4 ordine de mărime mai favorabil decît în cel al tranzistoarelor bipolare.

Caracteristicile statice ale unui TEC ca element de comutație analogică sînt aceleași cu cele ale TEC ca rezistență variabilă, controlată prin tensiune, prezentate în § 6.1. Acum se folosesc însă numai caracteristicile extreme, corespunzătoare TEC în stare conductoare, la valoarea minimă posibilă a rezistenței sale $r_{DS\,(ON)} = r_{DS\,(MIN)}$ și TEC în stare blocată, la valoarea maximă posibilă a rezistenței sale $r_{DS\,(OFF)}$.



Pentru a aduce un TEC-J în starea conductoare, cu rezistența $r_{DS\,(ON)}$ minimă posibilă, este suficient să se reducă la zero tensiunea aplicată între grilă și sursă ($u_{GS\,(ON)}=0$). După cum se va arăta în paragrafele următoare, se iau de obicei măsuri pentru ca tensiunea pe joncțiunea grilă-sursă să rămînă tot timpul în sensul invers conducției, pentru a nu reduce rezistența de izolație de la calea de comandă la calea de semnal, deci pentru a nu introduce în regim staționar semnale parazite în aceasta din urmă.

Pentru a aduce un TEC în starea blocată, trebuie aplicată între grila și sursa lui, în sensul tăierii, o tensiune mai mare decît cea de prag, $U_P$. Într-o anumită măsură, pentru TEC-J din aceeași „familie" tehnologică, $r_{DS\,(ON)}$ și $U_P$ sînt corelate, TEC cu $r_{DS\,(ON)}$ mai mic avînd $U_P$ mai mare, și invers [1]. De exemplu, pentru o familie tehnologică dată, la $r_{DS\,(ON)} \approx 30\,\Omega$, $U_P \approx 10$ V, iar la $r_{DS\,(ON)} \approx 100\,\Omega$, $U_P \approx 3$ V.

Posibilitățile de comandă ale TEC-MIS sînt mult mai variate, pe de o parte, deoarece acestea pot fi cu canal indus (deci lucrînd cu îmbogățire în purtători) sau cu canal inițial (deci lucrînd cu sărăcire în purtători, ca și TEC-J); pe de altă parte, pentru că $r_{DS\,(ON)}$ variază continuu în funcție de $u_{GS}$ care-și poate și inversa polaritatea — fără să existe o valoare critică bine determinată, cum este $u_{GS}=0$ în cazul TEC-J.

Variația lui $r_{DS}$ în funcție de $u_{GS}$ pentru un TEC-MIS cu canal *p* indus, tipic, a fost ilustrată în fig. 6.2, *b*; se observă că pentru $u_{BS}=0$, tensiunea de prag este de — 5 V, iar pentru a reduce $r_{DS\,(ON)}$ la o valoare acceptabilă, la grilă trebuie aplicată o tensiune $u_{GS}=-15\ldots-20$ V. După cum se observă și din acest exemplu, în general TEC-MIS cer semnale de comandă mai mari decît TEC-J.

Circuitele echivalente simplificate ale unor TEC ca elemente de comutație la semnal mic, în cele două stări staționare posibile — de conducție și de blocare [2, 3] — sînt prezentate în fig. 7.1, *a* pentru un TEC-J și în fig. 7.1, *b* pentru un TEC-MIS. Valoarea minimă și coeficientul de temperatură al rezistenței $r_{DS\,(ON)}$ au fost analizate în § 6.1.

Valoarea maximă a rezistenței TEC în stare blocată, $r_{DS\,(OFF)}$ este, după cum s-a amintit, de ordinul $10^8$—$10^{12}$ Ω. După cum se arată și în circuitele echivalente din fig. 7.1, atît în cazul unui TEC-MIS, cît și al unui TEC-J, această rezistență este șuntată de unul sau două generatoare echivalente de curenți reziduali, $I_{DS\,(OFF)}$, respectiv $I_{DG\,(OFF)}$ și $I_{GS\,(OFF)}$, a căror valoare la temperatura camerei este relativ scăzută, (în general sub 1 nA), dar crește exponențial cu temperatura, cu aproximativ 10%/°C, atingînd valori uneori importante la temperaturi de peste 100 °C.

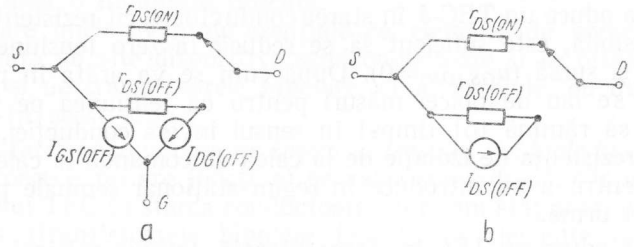



Fig. 7.1. Circuitele echivalente simplificate ale unor TEC ca elemente de comutație, în regim staționar : *a* — TEC-J, canal *n* ; *b* — TEC-MIS.

Circuitul echivalent al unui TEC ca element de comutație analogică, în regim dinamic [4], deci ținînd seama și de capacitățile interne ale dispozitivului (dar neglijînd $r_{DS(OFF)}$) este prezentat în fig. 7.2.

Capacitățile interne ale TEC ridică următoarele probleme la utilizarea lui ca element de comutație analogică :

— introduc un timp de comutație finit, de ordinul constantelor de timp de încărcare — respectiv de descărcare — prin rezistențele circuitului ;

— introduc în mod parazit semnal de comandă în calea semnalului util transmis ;

— șuntează la frecvențe înalte calea semnalului util, prin aceasta impunînd o limită superioară frecvenței maxime a semnalului care poate fi transmis.

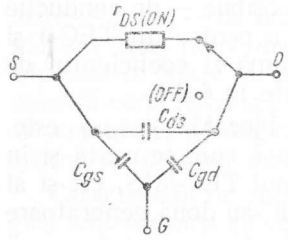



Fig. 7.2. Circuitul echivalent al unui TEC ca element de comutație în regim dinamic.

Aceste probleme, precum și unele căi pentru rezolvarea lor, vor fi analizate mai detaliat în paragrafele următoare, unde se prezintă circuitele corespunzătoare.



Valorile rezistențelor $r_{DS(ON)}$, $r_{DS(OFF)}$ ale curenților reziduali și ale capacităților unor TEC de comutație tipice sînt redate în tabelul 7.1. Alegerea unui TEC avînd $r_{DS(ON)}$ mic — sau, avînd un $r_{DS(OFF)}$ mare — se face, după cum se va vedea în cele ce urmează, în funcție de rezistența de sarcină avută în vedere.

*Tabelul 7.1*

**Parametrii unor TEC de comutație tipice**

| Tipul | $r_{DS(ON)}$ Ω | $r_{DS(OFF)}$ Ω | $I_{DS(OFF)}$ nA | $I_{DG(OFF)}$ nA | $U_P$ V | $C_{gd}$ pF | $C_{gs}$ pF | $C_{ds}$ pF |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| *a*) TEC-J | | | | | | | | |
| 1. CMX 740 (CRYSTALONICS) | < 2,5 | | <10 | <10 | 8 | 45 | 45 | |
| 2. CAG—6 (CRYSTALONICS) | < 6 | | 0,5 | 0,5 | | 25 | 25 | |
| 3. F. E. O. 655 A (FAIRCHILD) | <25 | | | <2 | —10 | 12 | 12 | |
| 4. BSV—78 (PHILIPS) | <25 | $>10^{11}$ | <0,25 | <0,25 | —7 | 5 | 5 | |
| 5. BF W—10 (PHILIPS) | <300 | | <0,50 | <0,5 | —6 | 0,6 | 4 | |
| *b*) TEC-MIS | | | | | | | | |
| 1. HDSW—2106 (HUGHES) | 20 | | | | | 11 | 11 | 8 |
| 2 MEM — 563 (G.I.) | 50 | | < 1 | 0,01 | 1,5 | 0,3 | 4 | 3,5 |
| 3. BSV 81 (PHILIPS) | < 50 | $>10^{11}$ | < 1 | <0,01 | —2 | <0,5 | <5 | <1,2 |
| 4. 3N 150 (FAIRCHILD) | 100 | $>10^{10}$ | 0,2 | 0,03 | —3,6 | 1,6 | 1,6 | |
| 5. MEM — 520 (G.I.) | 150 | | 0,2 | <0,03 | —4 | 1,5 | 2,5 | 0,15 |
| 6. 3N 138 (RCA) | 240 | $>10^{10}$ | 0,01 | 0,0001 | —5 | 0,18 | 3 | |

După cum se observă din tabelul 7.1, cu cît TEC are o rezistență $r_{DS(ON)}$ mai mică, deci are un canal de suprafață mai mare, are în general și capacități interne mai mari.

O valoare relativ scăzută a rezistenței minime $r_{DS(ON)}$, concomitent cu valorile minime posibile ale capacităților $C_{gs}$ și $C_{gd}$ se pot obține în TEC-MIS cu canal inițial, cum este de exemplu BSV-81. La acestea, grila nu trebuie să acopere în întregime lungimea canalului sursă—drenă, respectiv nu trebuie să se suprapună peste regiunile sursă și drenă, ceea ce permite reducerea substanțială a capacităților interne menționate. A semenea TEC-MIS sînt prin urmare cele mai de recomandat în apli

caţiile critice de comutaţie la nivele foarte mici de semnal. Este de asemenea de reţinut că, la dimensiuni geometrice egale ale structurilor, deci şi la valori egale ale capacităţilor interne, TEC cu canal *n* au rezistenţe $r_{DS\,(ON)}$ de trei ori mai mici ca TEC cu canal *p* deoarece electronii au în siliciu o mobilitate de trei ori mai mare decît golurile.

## 7.2. SCHEMELE FUNDAMENTALE DE COMUTAȚIE ANALOGICĂ

În aplicaţiile de comutaţie analogică se pune problema ca un semnal, provenind de la o sursă de rezistenţă internă determinată, să fie transmis pe o cale dată, sau să fie oprit de a pătrunde pe acea cale, după indicaţiile unui alt semnal, de comandă.

Se folosesc mai frecvent în acest scop schemele de comutaţie ilustrate în fig. 7.3.

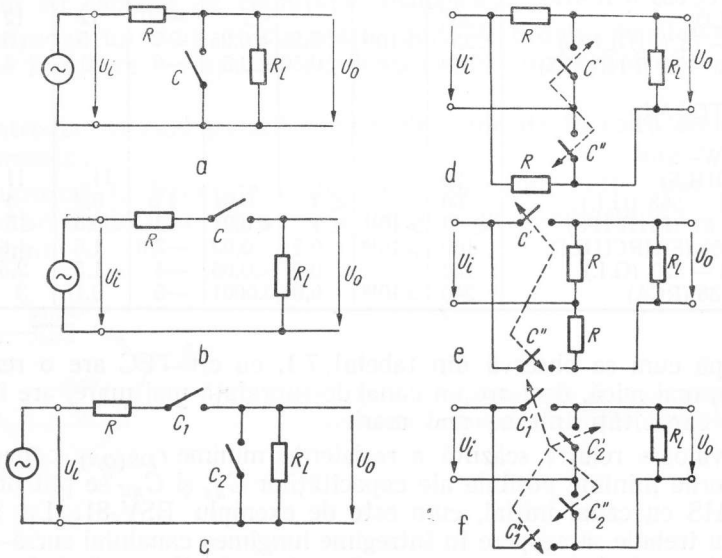



Fig. 7.3. Schemele fundamentale de comutaţie analogică :
*a* — şunt ; *b* — serie ; *c* — serie-şunt ; *d* — şunt în contratimp ; *e* — serie în contratimp ; *f* — serie-şunt în contratimp.



*În schema de comutaţie şunt* (fig. 7.3, *a*) sursa de semnal este conectată în permanenţă la calea dorită — respectiv la sarcină — prin intermediul unei rezistenţe serie $R$ (care poate include sau poate fi constituită de rezistenţa internă $R_G$ a sursei de semnal). Calea semnalului, respectiv rezistenţa de sarcină $R_L$ este şuntată de elementul de comutaţie.

Cînd elementul de comutaţie este în starea blocată, semnalul este transmis (cu o oarecare atenuare, datorită rezistenţei serie $R$) de la sursă, pe calea dorită. Cînd elementul de comutaţie este în starea conductoare, calea de semnal este scurtcircuitată la intrare şi semnalul nu mai pătrunde pe ea.

Schema de comutare şunt se foloseşte în special în modulatoarele cu decupare (choppere). Are avantajul unei comenzi mai simple a elementului de comutaţie, deoarece acesta are o bornă la masă, dar prezintă limitări în ceea ce priveşte rezistenţa de intrare maximă realizabilă.

*În schema de comutaţie serie* (fig. 7.3, *b*) sursa de semnal este conectată la calea dorită numai de durata stării conductoare a elementului de comutaţie, semnalul fiind oprit să treacă mai departe pe durata stării blocate a acestui element. Schema permite obţinerea unor rezistenţe de intrare mai mari şi, dacă sînt mai multe surse de semnal care trebuie conectate pe rînd la aceeaşi cale, asigură o bună separare a surselor.

În schimb, nici una din bornele elementului de comutaţie nefiind la masă comanda lui este ceva mai dificilă şi condiţiile care se impun elementului de comutaţie şi circuitului său de comandă, pentru a nu transmite semnale parazite din calea de comandă în cea a semnalului util, sînt mai severe.

Schema de comutaţie serie este folosită în principal în selectoarele sistemelor cu diviziune în timp, în sistemele cu eşantionare şi memorare, dar este folosită şi în modulatoarele cu decupare pentru surse de semnal de rezistenţă mare.

*Schema de comutaţie serie-şunt* (fig. 7.3, *c*), deşi mai complexă decît celelalte două, permite să se îmbine unele din avantajele lor şi reduce în mare măsură erorile. Este folosită mai ales în modulatoarele cu decupare de precizie înaltă.

Schemele de comutaţie din fig. 7.3, *d*, *e*, *f*, reprezintă variantele în contratimp ale schemelor din fig. 7.3, *a*, *b*, *c*.

Problemele principale care trebuie avute în vedere la analiza comparativă a acestor scheme sînt :

— modalitatea de aplicare şi valoarea semnalului de comandă ;

— atenuarea introdusă pe calea semnalului ;
— rezistența de intrare realizabilă ;
— semnalele parazite transmise din calea de comandă în cea de semnal util.

## 7.3. COMUTATORUL ANALOGIC DE TIP ȘUNT [4–9]

### 7.3.1. MODALITĂȚI DE COMANDĂ

Cea mai simplă și frecvent utilizată schemă de comutație de tip șunt, cu un TEC, este ilustrată în fig. 7.4, *a*, iar circuitul ei echivalent în regim staționar, în fig. 7.4, *b*. Adesea, cuplarea sarcinii la modulator se face printr-un condensator, așa cum se arată în fig. 7.4, *c*.

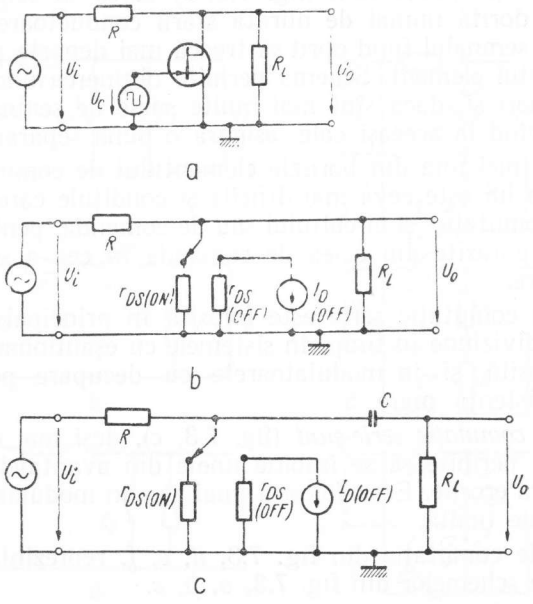



Fig. 7.4. Comutator analogic șunt cu TEC-J :
*a* — schemă; *b* — circuit echivalent în regim staționar cu sarcina cuplată direct; *c* — ca în *b* dar cu sarcina cuplată prin condensator.



Semnalul de comandă aduce alternativ TEC din starea blocată, cînd semnalul trece practic neatenuat spre sarcină, în starea conductoare, cînd semnalul este practic scurtcircuitat la masă și invers.

În cazul unui TEC-J, sau al unui TEC-MIS cu canal inițial, pentru a-l aduce în starea conductoare, este suficient a reduce tensiunea grilă-sursă la zero, iar pentru a-l bloca, trebuie aplicată o tensiune de comandă care să depășească, în sensul blocării, suma tensiunii de prag $U_P$ cu cea de semnal util. Prin urmare, comanda se poate în principiu face simplu, cu o sursă de semnal de comandă de o singură polaritate, avînd o bornă la masă.

### 7.3.2. ERORILE ÎN REGIM STAȚIONAR

Rezistența serie $R$ împiedică scurtcircuitarea la masă a sursei de semnal cînd TEC este în starea conductoare. Această rezistență introduce o atenuare a semnalului cînd TEC este în starea blocată, la ieșire obținîndu-se o tensiune $U_0'$ în loc de $U_i$ ; dacă se admite că $r_{DS\,(OFF)} \gg R_L$, unde $R_L$ este rezistența de sarcină, rezultă un coeficient de transfer :

$$k_u' = \frac{U_0'}{U_i} = \frac{R_L}{R+R_L} \tag{7.1}$$

respectiv o eroare de tensiune a modulatorului :

$$\Delta U' = U_i - U_0' = U_i \frac{R}{R+R_L} \cdot \tag{7.2}$$

Din (7.2) rezultă utilitatea reducerii valorii rezistenței $R$ și măririi rezistenței $R_L$ pentru a se reduce eroarea de tensiune $\Delta U'$.

În realitate, $R$ nu poate fi redus sub valoarea rezistenței interne a sursei de semnal, $R_G$ ; de asemenea, o valoare prea mică pentru $R$ mărește eroarea comutatorului cînd TEC este în starea conductoare. De aceea, ori de cîte ori este posibil, este de dorit să se mărească rezistența de sarcină $R_L$, prin adoptarea, după comutator, a unui etaj amplificator cu mare impedanță de intrare, de exemplu, tot cu TEC.

Eroarea exprimată prin (7.2) nu este de altfel prea supărătoare, deoarece este proporțională cu semnalul util și independentă de parametrii TEC, cît timp $r_{DS\,(OFF)} \gg R_L$. Ea poate fi ușor corectată mărind puțin amplificarea etajelor care urmează după comutare.

O altă eroare care se produce cînd TEC este în starea blocată, este cauzată de curentul rezidual al acestuia. În adevăr, după cum se observă

din circuitul echivalent în regim staționar din fig. 7.4. *b*, $I_{D\,(OFF)}$ străbate rezistențele $R$ și $R_L$ în paralel ($I_{D\,(OFF)}=I_{DG\,(OFF)}$ pentru TEC-J și $I_{D\,(OFF)}=I_{DS\,(OFF)}$ pentru un TEC-MIS cu substratul conectat la sursă); rezultă o eroare de tensiune adițională de:

$$\Delta U''=I_{D\,(OFF)}\,(R\|R_L)\approx I_{D\,(OFF)}\,R \tag{7.3}$$

(dacă se admite că $R_L \gg R$). De exemplu, dacă $I_{D\,(OFF)}\approx 1$ nA și $R=1$ kΩ, rezultă $\Delta U''=1$ μV. După cum se observă, această tensiune de eroare $\Delta U''$ este independentă de amplitudinea semnalului, de aceea nu mai poate fi corectată modificînd amplificarea etajelor care urmează după comutator. Această eroare nu este în general prea importantă la temperatura camerei, mai ales dacă se alege un TEC avînd $I_{D\,(OFF)} \ll 1$ nA. Eroarea poate însă deveni importantă la temperaturi mai ridicate, deoarece $I_{D\,(OFF)}$ crește exponențial cu temperatura.

Eroarea introdusă de $I_{D\,(OFF)}$ poate fi compensată cu ajutorul unei diode, tot cu siliciu, avînd un curent rezidual $I_{DO}$ egal cu $I_{D\,(OFF)}$ al TEC la toate temperaturile. Rezultate optime se obțin dacă se aplică diodei un semnal în antifază cu semnalul de comandă de la grila TEC [5], așa cum se arată în fig. 7.5, astfel încît cei doi curenți reziduali să se anuleze în sarcină. Prin această compensare, deriva modulatorului datorită lui $I_{D\,(OFF)}$ poate fi redusă la mai puțin de 0,5 μV pentru variații ale temperaturii între +20 și +50 °C.

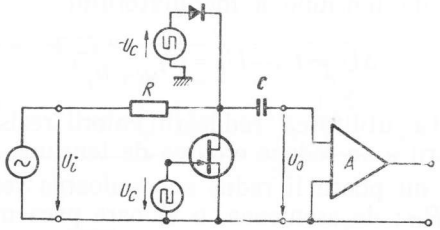



Fig. 7.5. Compensarea cu ajutorul unei diode a curentului rezidual al TEC într-un comutator șunt.

Cînd TEC este adus în starea conductoare, în mod ideal tensiunea la bornele sarcinii ar trebui să fie zero. În realitate, la bornele sarcinii rămîne o tensiune de eroare:

$$U_0''=U_i\,\frac{r_{DS\,(ON)}}{R+r_{DS\,(ON)}}. \tag{7.4}$$



Din (7.4) rezultă că, pentru a reduce $U_0''$, este de dorit ca $R$ să fie cît mai mare, iar $r_{DS\,(ON)}$, cît mai mic.

Condițiile impuse lui $R$ pentru reducerea erorilor exprimate prin (7.2) și prin (7.4) sînt evident contradictorii. O valoare optimă a lui $R$ pentru a reduce la minimum eroarea asupra amplitudinii vîrf la vîrf a tensiunii de ieșire $U_0$, este dată de relația:

$$R_{(opt)}\approx\sqrt{r_{DS\,(ON)}\,R_L}. \tag{7.5}$$

Valoarea coeficientului de transfer în tensiune, $k_u$, ținînd seama de (7.2) și (7.4) este:

$$k_u=\frac{U_0'-U_0''}{U_i}=\frac{R_L}{R+R_L}-\frac{r_{DS\,(ON)}}{R+r_{DS\,(ON)}}. \tag{7.6}$$

În principiu și eroarea $U_0''$ poate fi corectată ca și $\Delta U'$, prin mărirea amplificării după comutator. Dar $r_{DS\,(ON)}$ depinde de temperatură, de aceea, corecția nu va fi riguroasă decît la o singură temperatură.

În cazul în care sarcina este cuplată direct (fig. 7.4, *a*) rezistența medie de intrare $R_{M\,(AV)}$ a modulatorului șunt, dacă admitem $r_{DS\,(ON)} \ll R\|R_L\|r_{DS\,(OFF)}$ și un semnal de comandă sub forma unei unde dreptunghiulare simetrice, respectiv $t_{(ON)}=t_{(OFF)}$ rezultă:

$$R_{M\,(AV)}=\frac{R+R_L'}{1+\dfrac{R_L'}{2R}}=\frac{1+\dfrac{R}{R_L'}}{\dfrac{1}{R_L'}+\dfrac{1}{2R}} \tag{7.7}$$

unde $R_L'=R_L\|r_{DS\,(OFF)}$; la limită, dacă se admite $R_L'\to\infty$ (de exemplu, adoptînd un etaj amplificator cu TEC-MIS după modulator):

$$R_{M\,(AV)}\approx 2R. \tag{7.8}$$

Rezistența $R$ trebuie însă să satisfacă condiția (7.5) pentru a asigura un coeficient de transfer în tensiune satisfăcător. Deci, chiar dacă se admite $R_L \gg r_{DS\,(OFF)}$, respectiv $R_L'\approx r_{DS\,(OFF)}$ rezultă din (7.5) pentru $R$ valoarea maximă:

$$R_{MAX}=\sqrt{r_{DS\,(ON)}\cdot r_{DS\,(OFF)}}=r_{DS\,(ON)}\sqrt{\frac{r_{DS\,(OFF)}}{r_{DS\,(ON)}}}. \tag{7.9}$$

Admițînd de exemplu $r_{DS\,(ON)}=0{,}5\,k\Omega$

și $\frac{r_{DS\,(OFF)}}{r_{DS\,(ON)}}=10^8$ rezultă $R_{MAX}=5\cdot10^6\,\Omega$

respectiv ca valoare limită superioară posibilă:

$$(R_{M\,(AV)})_{MAX}\approx 2R_{MAX}\approx 10^7\,\Omega.$$

Cuplarea sarcinii prin condensator ca în fig. 7.4, *c*, dacă așa cum se alege de obicei — $CR_L \gg (t_{(ON)}+t_{(OFF)})=T_c$, unde $T_c$ este perioada semnalului de comandă — nu modifică esențial concluziile analizei de mai înainte.

### 7.3.3. ERORILE DATORITE FENOMENELOR DE COMUTAȚIE. RECOMANDĂRI PENTRU REDUCEREA ACESTOR ERORI

În fig. 7.6 se reprezintă circuitul echivalent al modulatorului șunt în regim dinamic de comutație, cînd funcționarea sa este afectată în principal de capacitățile interne și parazite.

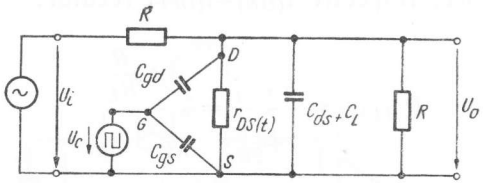



Fig. 7.6. Circuitul echivalent al comutatorului analogic șunt cu TEC, în regim dinamic.

Comanda TEC pe grilă se face, în principiu, cu o undă dreptunghiulară simetrică, în practică ca o undă aproximativ trapezoidală, cu fronturile exponențial crescătoare respectiv descrescătoare, așa cum este ilustrată în fig. 7.7, *a*.

Capacitatea de intrare $C_{gs}$, de ordinul a 3—5 pF, mărește timpul de creștere al semnalului de comandă, dacă rezistența internă a sursei acestui semnal nu este foarte mică. După cum se va vedea în cele ce urmează nu este un efect supărător.



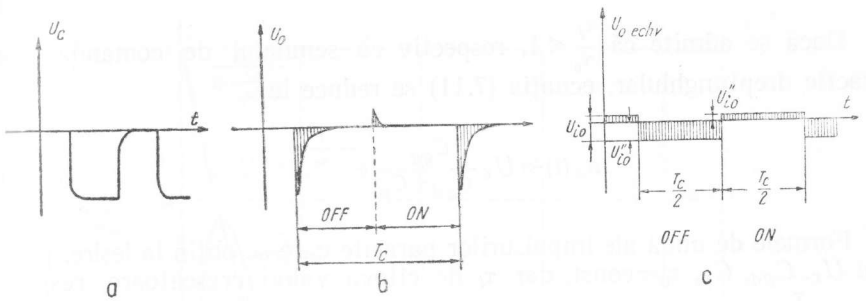



Fig. 7.7. Tensiunile parazite datorită regimului dinamic, la ieșirea unui comutator șunt cu TEC:
*a* — forma reală a semnalului de comandă; *b* — forma reală a impulsurilor parazite la ieșire; *c* — tensiunea de ieșire (respectiv de intrare) echivalentă.

Capacitatea de ieșire, $C_p=C_{ds}+C_L$, constituită de suma capacității interne $C_{ds}$ și capacității sarcinii $C_L$, limitează frecvența maximă a semnalului care poate fi comutat. Cînd reactanța șunt a sumei acestor capacități devine mică față de $R_L\,||r_{DS\,(OFF)}$, comutatorul devine ineficace.

Efectul cel mai supărător este cel al capacității $C_{gd}$, de ordinul a 0,5—3 pF, care cuplează o parte din semnalul de comandă de la grilă, în circuitul sarcinii; $C_{gd}$ și combinația paralelă de rezistențe $R||R_L||r_{DS}=\rho$ și capacități $C_p=C_{ds}+C_s$ formează un circuit de diferențiere care face să apară cîte un impuls de tensiune parazit la ieșire, la fiecare front al semnalului de comandă, așa cum se vede în fig. 7.7, *b*, ilustrînd formele de undă în cazul unui comutator cu un TEC-J sau TEC-MIS cu canal *n* inițial.

Presupunînd că semnalul de comandă are frontul exponențial crescător (respectiv descrescător), cu o constantă de timp

$$u_c(t)=U_c\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) \tag{7.10}$$

semnalul parazit la ieșire la fiecare front al semnalului de comandă va fi de forma

$$u_o(t)=U_c\frac{C_{gd}}{C_{gd}+C_p}\,\frac{e^{-\frac{t}{\tau_0}}-e^{-\frac{t}{\tau_i}}}{1-\frac{\tau_i}{\tau_0}} \tag{7.11}$$

unde $\tau_0=\rho\cdot(C_{gd}+C_p)$.

Dacă se admite că $\frac{\tau_i}{\tau_0} \ll 1$, respectiv că semnalul de comandă este practic dreptunghiular, ecuația (7.11) se reduce la

$$u_o(t) \approx U_c \frac{C_{gd}}{C_{gd}+C_p} e^{-\frac{t}{\tau_0}}. \qquad (7.12)$$

Formele de undă ale impulsurilor parazite care se obțin la ieșire, pentru $U_c$, $C_{gd}$, $C_p$, $\tau_0$=const, dar $\tau_i$ de cîteva valori crescătoare, respectiv cu $\frac{\tau_i}{\tau_0}=0 \ldots 0{,}8$, calculate și trasate după (7.12) cu ajutorul calculatorului HP 9100 A și plotterului HP 9125, sînt reproduse în figura 7.8.

Din fig. 7.8 se observă că, pe măsură ce raportul $\tau_i/\tau_0$ crește, amplitudinea impulsului parazit de la ieșire scade, dar durata lui crește.

Cum semnalul de la ieșirea comutatorului este de obicei amplificat, apoi demodulat sincron și filtrat, mărimea semnificativă la analiza efectelor fenomenelor de comutație datorite capacității $C_{gd}$ este integrala în timp a tensiunii parazite de la ieșirea comutatorului, respectiv suprafața impulsului în planul tensiune timp :

$$A=\int_0^\infty u_o(t)\mathrm{d}t. \qquad (7.13)$$

Înlocuind în (7.13) fie expresia (7.11), fie expresia (7.12) a impulsurilor de tensiune parazite $u_0(t)$ de la ieșire și admițînd că pe durata fenomenului tranzistoriu $\rho$ și $C_{gd}$ nu variază, se obține în urma integrării :

$$A=\int_0^\infty u_o(t)\mathrm{d}t=U_c\frac{C_{gd}}{C_{gd}+C_p}\rho\,(C_{gd}+C_p)=U_cC_{gd}\rho. \qquad (7.14)$$

Din (7.14) rezultă că suprafața în planul de tensiune timp a impulsurilor parazite este proporțională cu amplitudinea tensiunii de comandă $U_c$, cu capacitatea $C_{gd}$ și cu rezistența șunt totală, dar este independentă de durata frontului semnalului de comandă.

Aceste suprafețe parazite în planul tensiune-timp constituie semnalele de eroare pe care le introduc fenomenele tranzitorii la fiecare semiperioadă a semnalului de comutație. Mediate pe durata semiperioadelor respective, aceste suprafețe determină *tensiunile de eroare echivalente* $U'_{op}$ și $U''_{op}$ de la ieșirea modulatorului (v. fig. 7.7, *c*), respectiv tensiunile



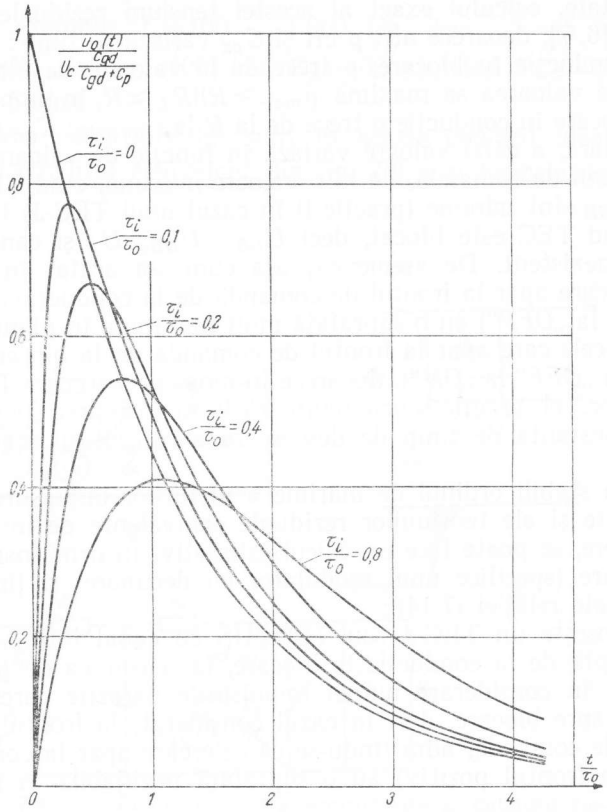



Fig. 7.8. Formele de undă ale impulsurilor parazite de la ieșirea modulatorului șunt, calculate și trasate cu ajutorul calculatorului, pentru diferite valori ale raportului

$$\frac{\tau_i}{\tau_0}=\frac{\text{constanta de timp a frontului } u_c}{\text{constanta de timp de diferențiere}}$$

continue de intrare echivalente, adică *tensiunile reziduale de intrare* echivalente ale modulatorului, $U'_{io}$ și $U''_{io}$, care sînt produse la fiecare comutare.

$$U'_{io}=U'_{op}=\frac{2}{T_c}\int_{(T_c)}u_o(t)\mathrm{d}t=2f_c\int_{(T_c)}u_o(t)\,\mathrm{d}t. \qquad (7.15)$$

În realitate, calculul exact al acestei tensiuni reziduale de intrare este dificil [6, 7], deoarece atît ρ cît și $C_{gd}$ variază în timp : la tranziția TEC din conducție în blocare, ρ trece de la valoarea sa minimă $\rho_{min} \approx r_{DS\,(ON)}$ la valoarea sa maximă $\rho_{max} \approx R \| R_L \approx R$, în timp ce la tranziția din blocare în conducție ρ trece de la $R$ la $r_{DS\,(ON)}$; $C_{gd}$ este o capacitate neliniară, a cărei valoare variază în funcție de valoarea instantanee a tensiunii de comandă, de la o valoare maximă, cînd TEC conduce și $U_{GS} \approx U_{GD}$ sînt minime (practic 0 în cazul unui TEC-J) la o valoare minimă, cînd TEC este blocat, deci $U_{GS} \approx U_{GD} \geqslant U_p$ și canalul său de conducție inexistent. De asemenea, așa cum s-a arătat în fig. 7.7, *b*, impulsurile care apar la frontul de comandă de la conducție spre blocare (de la „*ON*" la „*OFF*") au o suprafață mult mai mare în planul tensiune-timp, decît cele care apar la frontul de comandă de la blocare spre conducție (de la „*OFF*" la „*ON*"), deoarece în momentul în care TEC a devenit conductor, el practic scurtcircuitează la masă ieșirea modulatorului, respectiv constanta de timp de descărcare a capacității scade aproape la zero.

Pentru a stabili ordinul de mărime a vîrfurilor impulsurilor de tensiune parazite și ale tensiunilor reziduale echivalente de intrare cărora le dau naștere, se poate face un calcul estimativ, în următoarele ipoteze simplificatoare (specifice unui modulator cu decupare) și ținînd seama de consecințele relației (7.14) :

— se folosește un TEC-J sau TEC-MIS cu canal inițial *n* avînd o trecere abruptă de la conducție la blocare, la tensiunea de prag $U_P$ ;

— se iau în considerare numai impulsurile parazite care se produc la comanda spre blocare, deci în cazul considerat, la frontul negativ al semnalului de comandă, admițîndu-se că cele care apar la comanda spre conducție (la frontul pozitiv) au o suprafață neglijabilă în planul tensiune-timp ;

— tensiunea de comandă pe grilă, are valoarea de vîrf $|U_c| > |U_p|$, frecvența $f_c$ și este perfect dreptunghiulară (durata fronturilor este zero), cu semiperioade de egală durată, $\frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f_c}$ și alternează între 0 și $-U_c$, fiind produsă de un generator de tensiune ideal (de rezistența internă zero).

Se admite că TEC se comportă ca un element de comutație ideal :

$$r_{DS\,(ON)} = 0 \; ; \quad r_{DS\,(OFF)} = \infty \; ; \quad R_L = \infty$$

de asemenea că :

$C_{gs}$ = const ; $C_{gd}$ = const (ambele de aproximativ 1—5 pF) ; $C_p = (C_{ds} + C_L) \gg C_{gd}$, dar constanta de timp $RC_p \ll \frac{T_c}{2}$.



Dacă, de exemplu, $f_c = 100 \ldots 1\,000$ Hz, deci $\frac{T_c}{2} = (5 \ldots 0{,}5)$ ms, se poate admite $R = (1 \ldots 100)$ kΩ, $C_p = 100$ pF, deci $RC_P = (0{,}1 \ldots 10)$ μs $\ll (0{,}5 \ldots 5)$ ms.

Funcționarea comutatorului șunt în aceste condiții idealizate este ilustrată prin circuitul echivalent din fig. 7.9, *a* și formele de undă din fig. 7.9, *b*.

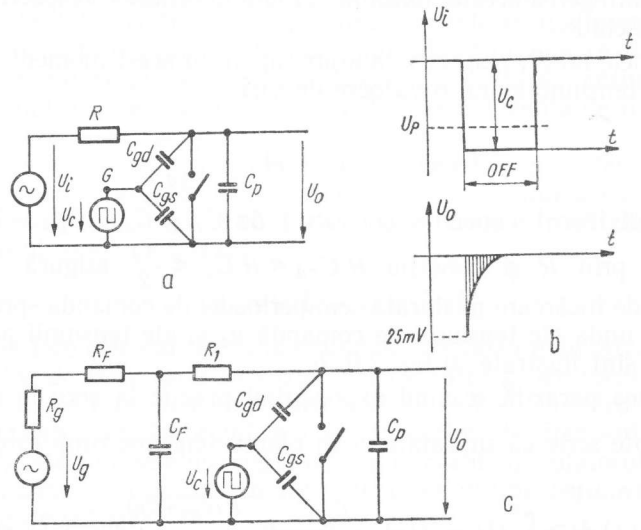



Fig. 7.9. Circuite echivalente simplificate și calculul formei de unde la ieșirea unui comutator șunt cu TEC :
*a* — sursa de semnal de intrare conectată direct ; *b* — formele de undă de comutare ($u_c$) și de ieșire ($u_0$) pentru circuitul din *a* ; *c* — sursa de semnal de intrare conectată prin intermediul unui filtru trece-jos $R_F$, $C_F$.

Comutatorul ideal constituit de canalul TEC este controlat de tensiunile pe $C_{gs}$ și $C_{gd}$. Cînd ambele tensiuni depășesc valoarea $|U_P|$, TEC este blocat, respectiv întrerupătorul din circuitul echivalent reprezentat în fig. 7.9, *a* este deschis. Cînd una din aceste tensiuni este mai mică decît $|U_P|$, TEC este conductor, respectiv întrerupătorul din circuitul echivalent reprezentat în fig. 7.9, *a* este închis.

În ipoteza că tensiunea de semnal de la intrare, $U_i=0$, tensiunea de ieșire parazită este egală cu căderea de tensiune la bornele rezistenței $R$ provocată de semnalul de comandă.

Pentru comanda de la conducție spre blocare a TEC, la grila acestuia se aplică o treaptă de tensiune $-U_c$, care apare instantaneu la bornele capacității $C_{gs}$. Tensiunea pe $C_{gd}$ crește și ea (în valoare absolută) instantaneu pînă la valoarea $-U_P$ (adică pînă la tensiunea cea mai mare la care TEC mai este încă conductor, prezentîndu-se ca un scurtcircuit la ieșire); la atingerea acestei tensiuni, TEC se blochează, respectiv comutatorul se deschide.

La bornele lui $R$, respectiv la ieșire, apare în acest moment un impuls parazit de tensiune avînd o valoare de vîrf

$$U_{omax}=(U_c-U_P)\frac{C_{gd}}{C_p+C_{gd}} \tag{7.16}$$

dictată de divizorul capacitiv constituit de $C_P$ și $C_{gd}$; $C_{gd}$ se încarcă în continuare prin $R$ și condiția $R\,C_{gd} \ll R\,C_P \ll \frac{T_c}{2}$ asigură încheierea procesului de încărcare pe durata semiperioadei de comandă spre blocare; formele de undă ale tensiunii de comandă $u_c$ și ale tensiunii parazite de ieșire $u_o(t)$ sînt ilustrate în fig. 7.9, *b*.

Tensiunea parazită scăzînd exponențial practic la zero la momentul $\frac{T_c}{2}$, se poate scrie că suprafața ei în planul tensiune-timp este:

$$A=\int_0^{\frac{T_c}{2}} u_0(t)\,dt \approx \int_0^{\infty}(U_c-U_P)\frac{C_{gd}}{C_{gd}+C_p}e^{-\frac{t}{R(C_{gd}+C_P)}}dt=(U_c-U_P)RC_{gd} \tag{7.17}$$

Căderea de tensiune medie pe rezistența $R$, pe durata semiperioadei de blocare a TEC, datorită impulsului parazit (adică tensiunea reziduală echivalentă la intrare $U_{io}$, care este produsă de comutator) este:

$$U_{io}=\frac{(U_c-U_p)RC_{gd}}{\frac{T_c}{2}}=2(U_c-U_P)RC_{gd}f_c. \tag{7.18}$$

Luînd de exemplu: $U_P=-7{,}5$ V (dar avînd o împrăștiere a lui $U_P$ de la un exemplar de TEC la altul, de la $-6$ la $-9$ V) — deci impunînd $U_c=-10$ V respectiv: $|U_c|=|10\text{ V}|>|U_{PMAX}|$; $R=10\text{ k}\Omega$; $C_{gd}=1$ pF;



$C_p=100$ pF; $f_c=200$ Hz, se obține conform (7.16), un impuls parazit avînd o valoare de vîrf: $U_{omax}=(-10+7{,}5)\frac{1}{100+1}\approx-25$ mV și producînd o tensiune reziduală echivalentă la intrare în conformitate cu (7.18):

$$U_{io}=2\cdot(-10+7{,}5)10^4\cdot1\cdot10^{-12}\cdot2\cdot10^2=-10\mu\text{V}.$$

Pe principii similare se poate calcula și impulsul parazit care apare la comanda de la blocare spre conducție. Amplitudinea vîrfurilor acestor impulsuri rezultă, în general, numai cu puțin mai mică decît cea calculată cu ajutorul relației (7.16) dar, după cum s-a explicat mai înainte, datorită faptului ca la terminarea frontului undei dreptunghiulare de comandă, ieșirea comutatorului este în scurtcircuit, suprafața tensiune - timp a acestor impulsuri, deci și tensiunea reziduală echivalentă de intrare căreia îi dau naștere este practic zero.

Se observă că în cazul modificării valorii rezistenței generatorului de semnal — respectiv ale rezistenței $R$ — tensiunea reziduală echivalentă de intrare se modifică și ea; există deci în realitate un curent rezidual echivalent de intrare:

$$I_{io}=2(U_c-U_p)C_{gd}f_c \tag{7.19}$$

Dacă se face calculul tensiunii reziduale echivalente de intrare datorite fenomenelor de comutație în cazul în care între generatorul de semnal și comutator se introduce un filtru trece-jos $R_FC_F$ pentru eliminarea de la intrarea comutatorului a componentelor de frecvențe depășind $0{,}1$—$0{,}5\,f_c$, așa cum se obișnuiește adesea în cazul modulatorului cu decupare [8] și cum se ilustrează în fig. 7.9, *c*, se obține *tensiunea reziduală echivalentă de intrare*:

$$U_{io}\approx(U_c-U_P)[2RC_{gd}f_c+(R_F+R_g)C_{gd}f_c] \tag{7.20}$$

După cum rezultă din cele mai de înainte, impulsurile parazite care apar la ieșirea comutatorului au aceeași frecvență ca și semnalul util, și sînt supărătoare din mai multe motive:

a) Sînt de obicei detectate sincron la ieșire, ca și semnalul util și dau naștere unei tensiuni reziduale echivalente la intrare.

b) Vîrfurile acestor impulsuri (fig. 7.9, *b*) pot fi de amplitudine relativ mare față de semnalul util; de aceea, pot eventual satura amplificatorul de c. a. care urmează modulatorului, împiedicînd funcționarea lui normală. Chiar dacă inițial suprafața tensiune-timp medie pe o semiperioadă de comutare a acestor impulsuri este foarte mică față de cea a semnalului util, în urma saturării și blocării amplificatorului, impulsurile para-

zite se pot lungi și această suprafață poate să ajungă importantă, deci să producă după detecție echivalentul unui semnal de intrare supărător.

c) Deoarece acest semnal echivalent de intrare rezidual variază în funcție de rezistența generatorului de semnal și în funcție de temperatură, el nu poate fi corectat riguros decît la valori determinante al rezistenței generatorului și temperaturii, la celelalte valori producînd derive de temperatură (de tensiune sau de curent).

Din toate aceste considerente rezultă că valoarea acestui semnal parazit trebuie cît mai mult redusă față de cea a semnalului util. După cum se poate înțelege și din expresiile (7.18) sau (7.20) măsurile de luat în acest scop sînt:

*a*) Folosirea unui TEC cu capacitate $C_{gd}$ cît mai mică. Aceasta implică uneori acceptarea unui TEC cu canal de suprafață mică. Pentru ca rezistența $r_{DS\,(ON)}$ să fie cît mai mică în aceste condiții, se recomandă utilizarea unor TEC-J sau TEC-MIS cu canal *n* inițial.

*b*) Reducerea la minimum a capacităților parazite externe care eventual pot apare în paralel cu $C_{gd}$, la nevoie prin ecranare.

*c*) Reducerea la minimum admisibil a rezistenței interne a sursei de semnal $R$ și eventual a sarcinii $R_L$.

*d*) Reducerea la minimum necesar a amplitudinii semnalului de comandă pe grilă, adoptînd $U_c \approx |U_P|_{max}$ al tipului de TEC dat.

*e*) Reducerea pantelor de creștere și de cădere ale semnalului de comandă (v. fig. 7.7, *a*) la minimul necesar, respectiv mărirea constantelor de timp de creștere și cădere exponențială a acestui semnal din (7.10) la valoarea cea mai mare compatibilă cu durata semiperioadei de comutare $T_c/2$ — eventual prin șuntarea capacitivă a generatorului de semnal de comandă, pentru a reduce valoarea de vîrf a impulsurilor de tensiune parazite de la ieșire, evitîndu-se prin aceasta pericolul saturării amplificatorului care urmează după comutator.

*f*) Reducerea frecvenței de comutație $f_c$ la valoarea minimă compatibilă cu spectrul de frecvențe al semnalului util dat, ținîndu-se seama de teorema eșantionării: $f_c = (2 \ldots 10) f_{l\,max}$.

*g*) Limitarea vîrfurilor impulsurilor parazite de la ieșirea modulatorului (eventual după amplificarea lor în 1—2 etaje de bandă largă) cu ajutorul unui limitator cu diode, la un nivel corespunzător semnalului util maxim care este de așteptat, pentru a reduce suprafața lor în planul tensiune-timp.

*h*) Folosirea unui amplificator care să nu se satureze la nivelul vîrfurilor acestor impulsuri parazite, limitate sau nelimitate.



*i*) Folosirea la ieșirea amplificatorului de c.a. care urmează comutatorului, a unui detector sincron care alternativ să conducă sau să fie blocat, pe durate ceva mai scurte decît cîte o semiperioadă a semnalului de comandă, în așa fel încît să nu fie detectate și aceste impulsuri parazite [12].

*j*) Compensarea efectului capacității $C_{gd}$ în transmiterea fronturilor semnalului de comandă, cu ajutorul unei alte capacități de aceeași valoare, dar atacată cu un semnal în antifază cu cel de comandă, adică prin *neutrodinare*. Această soluție permite în general reducerea impulsurilor parazite cu aproximativ unu-două ordine de mărime. Capacitatea $C_{gd}$ fiind însă neliniară și întrucîtva dependentă de temperatură, o compensare riguroasă este posibilă numai la o anumită amplitudine a semnalului de comandă și la o anumită temperatură.

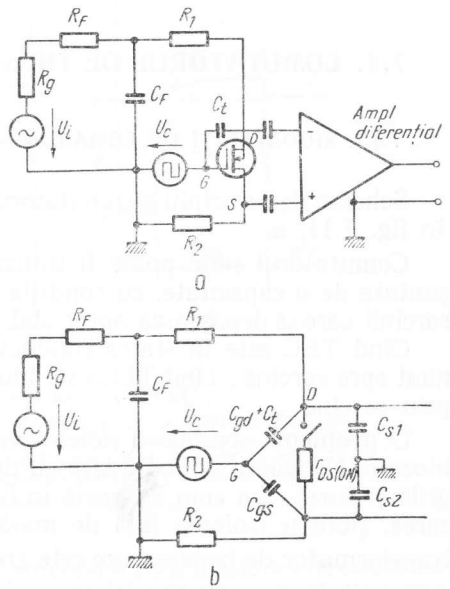



Fig. 7.10. Compensarea efectului capacității $C_{gd}$ prin capacitatea $C_{gs}$, în cazul folosirii unui comutator șunt simetric urmat de un amplificator diferențial:
*a* — schema; *b* — circuitul echivalent în regim dinamic.

O soluție interesantă de comutator de tip șunt, care permite compensarea efectelor capacității $C_{gd}$, în mare măsură printr-o capacitate de aceeași natură, deci variind la fel cu tensiunea sau temperatura, și anume prin capacitatea $C_{gs}$ a aceluiași TEC-MIS [8], este ilustrată în fig. 7.10, *a*.

În această schemă, TEC apare ca un element simetric față de semnalul de comandă. În urma egalizării capacităților $C_{gs}$ și $C_{gd}$ cu un condensator ajustabil și a introducerii, după cum se poate înțelege din circuitul echivalent reprezentat în fig. 7.10, *b* a unor rezistențe $R_1=R_2$ în serie cu TEC, fiecare front al semnalului de comandă produce două impulsuri identice ca mărime și polaritate la cele două intrări ale amplificatorului diferențial, deci impulsuri parazite constituind un *semnal de mod comun* la cele două intrări. Dacă amplificatorul asigură o bună rejecție a semnalului de mod comun, aceste impulsuri practic nu mai apar la ieșirea amplificatorului, deci nu produc semnal parazit. Luîndu-se în prealabil celelalte măsuri amintite anterior, pe această cale de compensare suplimentară, tensiunea reziduală echivalentă a comutatorului șunt și deriva sa într-o plajă largă de temperatură se pot reduce la valori de ordinul (0,1...0,2)μV/°C.

## 7.4. COMUTATORUL DE TIP SERIE [10–13]

### 7.4.1. MODALITĂȚI DE COMANDĂ

Schema de principiu a comutatorului de tip serie cu TEC este ilustrată în fig. 7.11, *a*.

Comutatorul serie poate fi utilizat pentru sarcini rezistive, eventual șuntate de o capacitate, cu condiția să nu rezulte o constantă de timp a sarcinii care să depășească apreciabil o zecime din perioada de comutație.

Cînd TEC este în starea conductoare, semnalul trece aproape neatenuat spre sarcină ; cînd TEC este blocat, semnalul este oprit de a trece prin sarcină.

O problemă specială o ridică comanda TEC serie, spre conducție sau blocare. Comanda se poate face cu un generator de semnal introdus între grilă și sursă, așa cum se arată în fig. 7.11, *a*, dar aceasta implică utilizarea, pentru izolarea față de masă a semnalului de comandă, a unui transformator de izolare, care este greoi și scump ; de asemenea, introduce o capacitate mare în paralel cu sarcina.

Se preferă de aceea un sistem de comandă cu o sursă avînd o bornă la masă, cum este ilustrat în principiu în fig. 7.11, *b*.

În cazul unui TEC—J, pentru a asigura rezistența minimă în starea conductoare, $r_{DS\,(ON)}=r_{DSMIN}=r_0$, tensiunea $U_{GS}$ trebuie adusă la zero.



Deoarece potențialul față de masă al bornei sursă a TEC variază urmărind tensiunea de semnal de la intrare, ar trebui utilizat un semnal de comandă urmărind și el semnalul util. Pentru a evita aceasta, se folosește schema ilustrată în fig. 7.11, *c*. Aici, o diodă separă sursa de semnal de

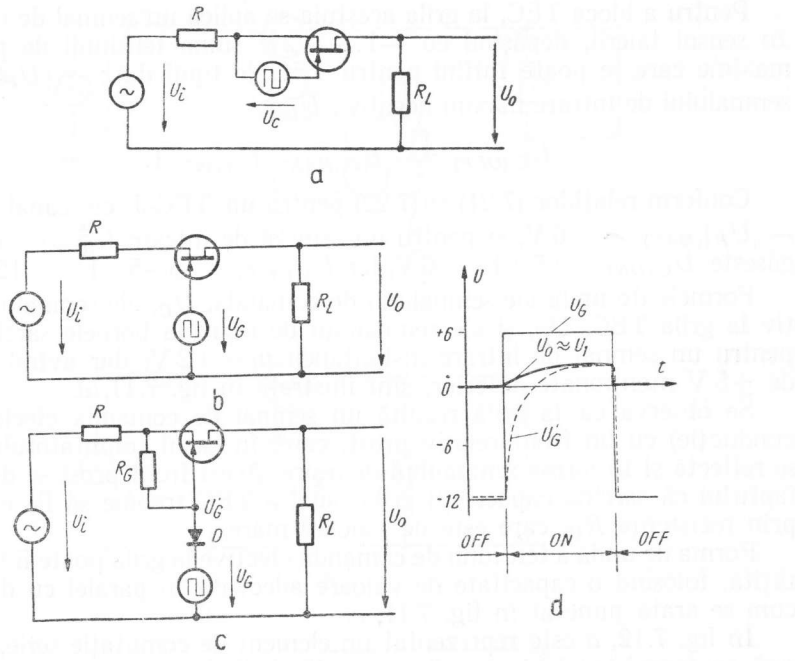



Fig. 7.11. Comutatorul serie cu TEC :
*a* — principiul comutatorului serie cu TEC ; *b*, *c*, — comanda TEC de comutație serie cu ajutorul unui generator de semnal avînd o bornă la masă : *b* — direct ; *c* — printr-o diodă serie ; *d* — formele de undă în cazul *c* : tensiunea de comandă (dreptunghiulară) $u_c$ ; tensiunea efectivă la grilă, $u_G$ ; tensiunea la ieșire, $u_o$.

grila TEC cînd acesta este comandat spre conducție și tensiunea de comandă depășește pe cea a sursei, iar o rezistență între grilă și sursă, $R_G$, asigură condiția $U_{GS}=0$, independent de semnalul de intrare ($R_G$ poate fi de valoare destul de mare și eventual poate fi eliminat, locul său fiind luat de rezistența de fugă a joncțiunii grilă-canal). Pentru ca și la semnalul maxim pozitiv de intrare $U^+_{imax}$, semnalul de comandă să fie suficient

de mare pentru a se tăia dioda serie, se adoptă (*în cazul unui TEC-J cu canal n*) un semnal depășind cu +1...+2 V valoarea $U^{+}_{imax}$:

$$U_{C(ON)} \geqslant U^{+}_{imax} + 1 \qquad (7.21)$$

Pentru a bloca TEC, la grila acestuia se aplică un semnal de comandă în sensul tăierii, depășind cu —1...—2 V suma tensiunii de prag $U_P$ maxime care se poate întîlni pentru TEC de tipul dat: $-|U_P|_{(MAX)}$ și semnalului de intrare maxim negativ: $U^{-}_{imax}$.

$$U_{C(OFF)} = -|U_P|_{MAX} - U^{-}_{imax} - 1. \qquad (7.22)$$

Conform relațiilor (7.21) și (7.22) pentru un TEC-J cu canal *n* avînd $-|U_P|_{(MAX)} = -6$ V, și pentru un semnal de intrare $U^{\pm}_{imax} = \pm 5$ V se găsește $U_{C(ON)} = +5+1 = +6$ V, iar $U_{C(OFF)} = -6-5-1 = -12$ V.

Formele de undă ale semnalului de comandă, $U_C$, ale semnalului efectiv la grila TEC, $U_G$, și ale semnalului de ieșire la bornele sarcinii, $U_o$, pentru un semnal de intrare instantaneu $u_i = +2$ V, dar avînd limitele de $\pm 5$ V menționate anterior, sînt ilustrate în fig. 7.11, *d*.

Se observă că la grilă rezultă un semnal de comandă efectiv (spre conducție) cu un front relativ prost, care, în cazul comutatorului serie, se reflectă și în forma semnalului de ieșire. Acest front prost se datorește faptului că sarcina capacității grilă-canal a TEC trebuie să fie evacuată prin rezistența $R_G$, care este de valoare mare.

Forma de undă a tensiunii de comandă efective la grilă poate fi îmbunătățită, folosind o capacitate de valoare adecvată în paralel cu dioda *D*, cum se arată punctat în fig. 7.11, *c*.

În fig. 7.12, *a* este reprezentat un element de comutație serie, împreună cu tranzistorul bipolar de comandă și dioda șuntată de capacitate, totul realizat sub forma unui circuit integrat [11]. Această schemă asigură la grila TEC un front al semnalului de comandă spre conducție de ordinul a 30—50 ns și spre blocare de 0,8—1,4 μs.

O altă variantă de comandă a grilei TEC într-un comutator serie [12] este ilustrată în fig. 7.12, *b*. Aici, semnalul de comandă, aproximativ dreptunghiular, se aplică la grilă printr-un condensator $C = 10$ nF, fără vreo rezistență de fugă; datorită curentului de grilă foarte mic al TEC, potențialul acesteia urmărește potențialul aceluia dintre electrozii săi (drenă sau sursă) care este mai negativ. Condensatorul se încarcă astfel încît la valoarea de vîrf pozitivă, tensiunea pe grilă să fie cu aproximativ 0,3 V mai mică decît cea a sursei (adică valoarea la care apare un curent de conducție de cîteva zecimi de microamperi între grilă și drenă sau



sursă). Cînd grila este negativată față de ceilalți electrozi, condensatorul practic nu se descarcă, deoarece curentul de fugă al grilei blocate este foarte mic (de ordinul a 0,1 nA sau mai puțin).

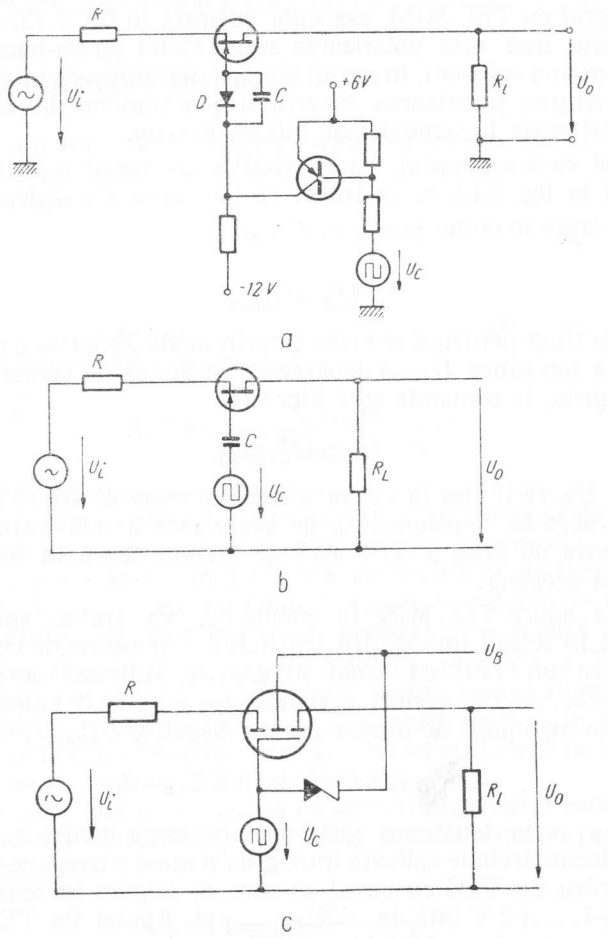



Fig. 7.12. Comutatoare serie cu TEC-J:
*a* — sub forma integrată, împreună cu dioda și tranzistorul bipolar de comandă; *b* — comandat prin condensator pe grilă. *c* — cu TEC-MIS, avînd grila protejată cu diodă Zener.

În cazul unui TEC-MIS, circuitul de comandă este mai simplu, pentru că potențialul grilei față de sursă poate fi inversat, la comanda spre conducție, față de comanda spre blocare, fără să apară curenți de grilă. Este totuși de recomandat protecția grilei împotriva supratensiunilor accidentale prin conectarea unei diode Zener, între grilă și substrat (uneori încorporată integrat cu TEC-MIS), așa cum se arată în fig. 7.12, *c*. O precauție obligatorie însă este polarizarea substratului (grilei-bază) cu o tensiune $U_B$ depășind suficient, în sensul blocării, tensiunea de intrare maximă, pentru a menține polarizarea inversă a joncțiunilor drenă-substrat și sursă-substrat chiar la semnalul de intrare maxim.

Admițînd că s-a adoptat un TEC-MIS cu canal *p* indus, așa cum este ilustrat în fig. 7.12, *c*, va trebui ca tensiunea $U_B$ să depășească tensiunea de intrare maximă pozitivă, $U^+_{imax}$

$$U_B \geqslant U^+_{imax}. \tag{7.23}$$

În același timp pentru a se evita ca prin dioda Zener să circule curent, va trebui ca tensiunea $U_B$ să depășească tensiunea de comandă maximă pozitivă la grilă, la comanda spre blocare:

$$U_B \geqslant U^+_{C\,(OFF)}. \tag{7.24.}$$

Evident, $U_B$ va fi ales la valoarea cea mai mare dintre (7.23) și (7.24).

Desigur, această tensiune $U_B$ de polarizare a substratului influențează tensiunea de prag a TEC-MIS și trebuie luată în considerare la determinarea acesteia.

Pentru a aduce TEC-MIS în conducție, va trebui aplicată între grilă și masă în sensul îmbogățirii canalului, o tensiune de comandă (negativă pentru un TEC cu canal *p*), $U_{C\,(ON)}$ suficient de mare (cu o rezervă de —1...—2V) pentru a reduce $r_{DS\,(ON)}$ la o valoare acceptabilă, chiar la semnalul de intrare maxim negativ, $U^-_{imax}$.

$$U_{C\,(ON)} \approx U_{GS(ON)} + U^-_{imax} - 2, \tag{7.25}$$

unde $U_{GS(ON)}$ este tensiunea grilă-sursă necesară pentru $r_{DS(ON)}$ dorit.

Pentru blocare trebuie aplicată între grilă și masă o tensiune de comandă (pozitivă pentru un TEC cu canal *p*) care să asigure în sensul tăierii o rezervă de +1...+2 V față de $-|U_P|_{(min)}$ al tipului de TEC-MIS dat — chiar la semnalul de intrare maxim pozitiv $U^+_{imax}$:

$$U_{C\,(OFF)} = -|U_P|_{(min)} + U^+_{imax} + 2. \tag{7.26}$$



În general, TEC-MIS cer tensiuni de comandă pe grilă mai mari decît TEC-J. De exemplu, pentru un TEC-MIS având $-|U'_P|_{(min)} = -3$ V și $U_{GS(ON)} = -15$ V, și un semnal de intrare $U_i$, variabil între ±5 V, se obține:

$U_{C\,(ON)} = -15-5-2 = -22$ V și $U_{C\,(OFF)} = -3+5+2 = +4$ V.

### 7.4.2. ERORI ÎN REGIM STAȚIONAR

Din circuitul echivalent în regim staționar reprezentat în fig. 7.13, *a* rezultă atenuarea introdusă pe calea semnalului util cînd TEC este în starea conductoare:

$$k'_u = \frac{U'_0}{U_i} = \frac{R_L}{R + r_{DS\,(ON)} + R_L} \tag{7.27}$$

respectiv $\Delta U'$ — căderea de tensiune pe $r_{DS(ON)}$, adică eroarea asupra amplitudinii semnalului transmis este:

$$\Delta U' = U_i \frac{r_{DS\,(ON)}}{R + r_{DS\,(ON)} + R_L}. \tag{7.28}$$

Această eroare, care este proporțională cu amplitudinea semnalului, poate fi în principiu corectată mărind puțin amplificarea după comutator. Eroarea depinde însă de temperatură prin intermediu lui $r_{DS(ON)}$, care, după cum s-a arătat în § 4.2, are un coeficient de temperatură de +0,1...0,7%/°C; de aceea, nu poate fi corectată riguros decît la o anumită temperatură. Este prin urmare de preferat să se reducă la minimum posibil $r_{DS(ON)}$ față de $R_1$ și $R_L$ prin alegerea adecvată a TEC și prin comanda acestuia în sensul conducției cu un semnal care să asigure $r_{DS(ON)} \approx r_{DS(MIN)}$ pentru tipul de TEC dat. În cazurile critice, se poate eventual înseria cu TEC un termistor care să aibă un coeficient de temperatură egal dar de semn contrar cu cel al TEC-ului.

Cînd TEC este blocat, tensiunea de semnal (de eroare) care se produce la bornele sarcinii, datorită valorii finite a rezistenței $r_{DS(OFF)}$ a TEC blocat, este:

$$U''_0 = U_i \frac{R_L}{R + r_{DS\,(OFF)} + R_L}. \tag{7.29}$$

Pentru a reduce această tensiune de eroare, trebuie crescut la maximum posibil $r_{DS(OFF)}$, mai ales ținînd seama că acesta scade la temperaturi

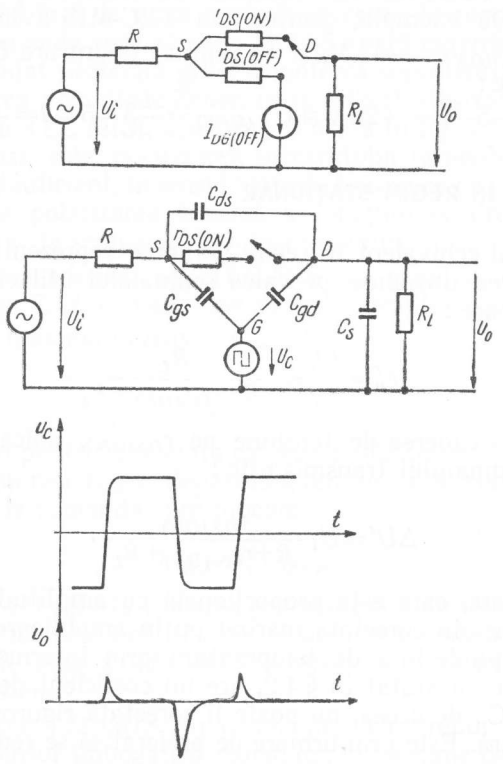



Fig. 7.13. Circuitele echivalente și formele de undă ale comutatorului serie cu TEC :
*a* — în regim staționar ; *b* — în regim dinamic ; *c* — formele de undă ale tensiunii de comandă $u_c$ și tensiunii parazite de ieșire $u_o$.

mai ridicate ; de asemenea, trebuie micșorat la minimum admisibil $R_L$, ceea ce evident este în contradicție cu condiția necesară pentru a reduce $\Delta U'$ după (7.28).

Ținînd seama de (7.27) și de (7.29) se poate scrie în final, pentru coeficientul de transfer al comutatorului serie :

$$k_u=\frac{U_o'-U_o''}{U_i}=R_L\left(\frac{1}{R+r_{DS\,(ON)}+R_L}-\frac{1}{R+r_{DS\,(OFF)}+R_L}\right). \quad (7.30)$$



O altă tensiune de eroare poate apare, în special în cazul unui TEC-J, cînd acesta este blocat, datorită curentului rezidual de drenă, $I_{D(OFF)}$ străbătînd rezistența de sarcină $R_L$ ; așa cum rezultă din fig. 7.13, *a*, această tensiune de eroare este :

$$\Delta U''' \approx I_{D(OFF)} R_L \quad (7.31)$$

și deoarece se poate admite $r_{DS(OFF)} \gg R_L$.

Această tensiune de eroare poate deveni semnificativă la temperaturi mai mari dacă rezistența sarcinii este de valoare mare.

Ca și în cazul comutatorului șunt, această eroare poate fi eventual compensată cu ajutorul unei diode polarizate în sens invers avînd $I_{DO} \approx I_{D(OFF)}$ conectată între borna de ieșire și o sursă de tensiune pozitivă.

Pentru a calcula rezistența de intrare maximă realizabilă a comutatorului analog serie, asigurîndu-se concomitent un coeficient de transfer satisfăcător, se va admite mai întîi că R=0, ceea ce face ca (7.30) să devină:

$$k_u=\frac{R_L}{r_{DS\,(ON)}+R_L}-\frac{R_L}{r_{DS\,(OFF)}+R_L} \quad (7.32)$$

Se poate demonstra că în această situație, și admițînd $r_{DS(OFF)} \gg r_{DS(ON)}$, rezultă :

$$R_{L\,(max)} \approx \sqrt{r_{DS(ON)}\, r_{DS(OFF)}} = r_{DS(ON)} \sqrt{\frac{r_{DS\,(OFF)}}{r_{DS\,(ON)}}}. \quad (7.33)$$

Admițînd că și în cazul comutatorului șunt

$$r_{DS(ON)}=0{,}5\ \text{k}\Omega \quad \text{și} \quad \frac{r_{DS\,(OFF)}}{r_{DS\,(ON)}}=10^8$$

rezultă

$R_{L\,(max)}=5 \cdot 10^6 \Omega$ ceea ce, evident, se poate ușor realiza în cazul în care comutatorul serie este urmat de un etaj amplificator cu TEC.

Rezistența de intrare medie a etajului, admițînd că semnalul de intrare este sub forma unei unde dreptunghiulare simetrice $t_{(ON)} = t_{(OFF)}$ că $r_{DS(ON)} \ll R_L$ și $r_{DS\,(OFF)} \gg R_L$, rezultă imediat ca fiind :

$$R_{i\,(AV)}=2\frac{R_L r_{DS\,(OFF)}}{R_L+r_{DS(OFF)}} \approx 2R_L \quad (7.34)$$

avînd deci ca valoare maximă, în exemplul ales

$$R_{i\,(AV)\,max} \approx 2R_{L\,max} \approx 10^7\ \Omega$$

adică aceeași valoare cu cea care s-a obținut pentru comutatorul șunt (v. § 7.3.2).

### 7.4.3. ERORI DATORITE FENOMENELOR DE COMUTAȚIE RECOMANDĂRI PENTRU REDUCEREA ACESTOR ERORI

Erorile datorite fenomenelor de comutație — în regim dinamic — pot fi analizate cu ajutorul circuitului echivalent în regim dinamic din fig. 7.13, *b*. Formele de undă de comandă și de ieșire corespunzătoare sînt reprezentate în fig. 7.13, *c*.

Pentru a calcula impulsurile parazite de la ieșire, se poate proceda ca și în cazul comutatorului șunt.

Admițînd că $U_i=0$, cînd se aplică tensiunea dreptunghiulară $U_c$ de comandă de la conducție spre blocare, comutarea se produce în două etape:

*a*) Cît timp tensiunea grilă-sursă $U_{GS}$ a TEC n-a atins încă valoarea $U_P$, TEC este conductor și $r_{DS(ON)}$ menține conectat în paralel cu $R_L$ rezistența de valoare mult mai mică, $R$, care practic o scurtcircuitează la masă; constanta de timp de diferențiere $\tau_0'=(R\|R_L)\,(C_{gd}+C_{gs}+C_p)$ este mică, deci și suprafața în planul tensiune-timp a impulsului parazit fiind foarte mică, se poate neglija.

*b*) Din momentul în care tensiunea $U_{GS}$ a atins valoarea $U_P$, TEC s-a blocat, $R$ nu mai scurtcircuitează rezistența de sarcină $R_L$, constanta de timp de diferențiere devine $\tau_0''=R_L\,(C_{gd}+C_p)$ și la ieșire apare un impuls parazit de tensiune care scade în timp după legea:

$$u_o\,(t)=(U_C-U_P)\,\frac{C_{gd}}{C_{gd}+C_p}\,e^{-\frac{t}{R_L(C_{gd}+C_p)}}. \qquad (7.35)$$

Suprafața în planul tensiune-timp a acestui impuls, mediată pe durata unei semiperioade, dă tensiunea reziduală parazită:

$$U_{io}'=\frac{2}{T_c}\int_0^{\frac{T_i}{2}} u_o\,(t)\,dt \approx (U_C-U_P)R_LC_{gd}2f_c. \qquad (7.36)$$



Trecerea TEC de la blocare spre conducție se produce într-un timp foarte scurt, constanta de timp care intervine inițial în acest proces fiind $C_{gs}R$, deoarece impedanța de sarcină — respectiv capacitatea ei parazită, $C_p$, este inițial izolată de sursă prin rezistența de valoare mare $r_{DS(OFF)}$, iar $C_{ds}$ este, de obicei, extrem de mică (sub 0,4 pF). O dată intrat în conducție, TEC, prin rezistența de valoare mică $r_{DS(ON)}$ conectează în paralel $R$ și $R_L$, ceea ce asigură în continuare o constantă de timp scăzută a fenomenului tranzitoriu de comutație la ieșire:

$$\tau_0'=(R\|R_L)\,(C_{gd}+C_{gs}+C_p).$$

În consecință, se înțelege că și suprafața lui în planul tensiune-timp este mult mai mică decît cea a trecerii de la conducție spre blocare.

Deoarece, de obicei, $R_L$ în cazul comutatorului serie este mai mare decît $R$ al comutatorului șunt care apare în relația similară (7.18) a tensiunii parazite a acestuia și tensiunile de comandă pe grilă sînt mai mari, deoarece trebuie să depășească $U_{imax}^{\pm}$, impulsurile parazite care apar la bornele sarcinii în cazul comutatorului serie, $u_o(t)$ respectiv și tensiunea reziduală $U_{io}$, rezultă de obicei mai mari decît în cazul comutatorului șunt.

Considerîndu-se exemplul numeric de tensiuni de comandă pentru TEC-J din § 7.4.1 $U_{C\,(OFF)}=-12$ V; $U_P=-6$ V și admițînd ca valori tipice pentru un TEC-J BFW 10 (v. tabelul 7.1) $C_{gs}=5$ pF; $C_{gd}=1$ pF, de asemenea luînd $R_L=50$ kΩ, $f_c=200$ Hz, se găsește tensiunea reziduală echivalentă de intrare:

$$U_{io}=(-12+6)\ 5\cdot10^3\cdot0{,}1\cdot10^{-12}\cdot2\cdot200=120\ \mu V,$$

iar amplitudinea impulsului parazit, după (7.35):

$$6\cdot\frac{1}{1+60}\approx 100\ mV$$

deci apreciabil de mare decît la comutatorul șunt.

În cazul unor tensiuni de comandă de ordinul a 15—20 V, cum se folosesc pentru TEC-MIS, pot apare impulsuri cu valoare medie depășind 100 μV.

Efectele acestor impulsuri parazite și măsurile de luat pentru reducerea lor sînt în principiu, aceleași cu cele prezentate la § 4.3 pentru comutatorul șunt. Ca măsuri suplimentare pentru reducerea valorii de vîrf și suprafeței tensiune-timp a acestor impulsuri, se mai pot indica:

— neutrodinarea capacității $C_{gd}$ cu ajutorul unei mici capacități ajustabile, excitată cu o tensiune de aceeași formă, dar în antifază cu cea de comandă [12] așa cum se arată în fig. 7.14, *a*;

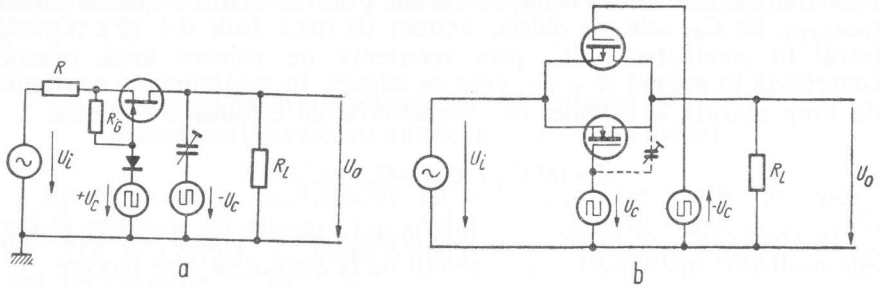



Fig. 7.14. Metode pentru reducerea tensiunii parazite la ieșirea unui comutator serie cu TEC :

*a* — prin neutrodinarea cu ajutorul unei capacități ajustabile C, conectate la o tensiune de comndă în antifază ; *b* — prin folosirea ca element de comutație a două TEC-MIS complementare, conectate în paralel.

— utilizarea ca element de comutație serie a unui sistem cu două TEC complementare, conectate în paralel și comandate în antifază [13], așa cum se arată în fig. 7.14, *b*. În această schemă, semnalele parazite care se produc la comanda TEC din starea blocată spre cea conductoare, sau invers, vor fi de polarități contrarii și se vor anula la bornele sarcinii. Pentru egalizarea capacităților $C_{gd}$, în paralel cu cea mai mică din ele se introduce un condensator ajustabil, *C*.

Prin una din căile arătate, semnalele parazite de comutare se pot reduce cu unul-două ordine de mărime. Compensarea nu este însă riguroasă decît într-o plajă limitată de temperaturi și valori ale tensiunii de comandă, datorită caracterului neliniar al capacităților și variației lor cu temperatura, respectiv a dificultății de a obține două TEC complementare cu caracteristici identice.

## 7.5. SCHEME DE COMUTAȚIE DE TIP SERIE-ȘUNT

Schema de principiu a unui comutator serie-șunt cu două TEC este ilustrată în fig. 7.15. TEC-urile serie și șunt sînt comandate în antifază, astfel ca atunci cînd unul este adus în starea conductoare, celălalt să fie blocat și invers.



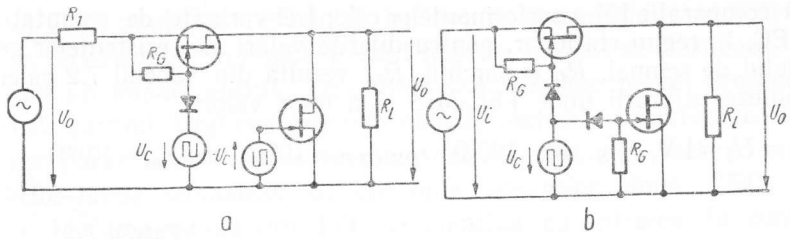



Fig. 7.15. Comutatoare serie-șunt cu TEC-J :

*a* — cu TEC de același tip ; *b* — cu TEC complementare.

În comutatoarele serie-șunt se reduc cele mai multe din erorile în regim staționar și în regim dinamic ale comutatoarelor serie sau șunt, fără a se introduce alte erori noi.

Dacă ne referim de exemplu la erorile în regim staționar, datorită faptului că în momentul în care TEC serie este blocat, TEC șunt este conductor, rezistența de sarcină este scurtcircuitată în acest timp de $r_{DS(ON)}$ a TEC șunt și prin aceasta este redusă practic la zero eroarea datorită lui $I_{D(OFF)}$ străbătînd $R_L$, eroare exprimată prin relația (7.31). De asemenea, este redusă practic la zero și tensiunea de eroare $U_0''$ exprimată de (7.29), $R_L$ fiind acum înlocuită în această relație prin $r_{DS(ON)}$, de valoare mult mai mică.

Pe de altă parte, pe timpul cît TEC serie este în conducție, rezistența de sarcină ne mai fiind șuntată de TEC șunt, nu mai este necesară o rezistență serie *R* care eventual să depășească $R_G$.

În rezultat, coeficientul de transfer al comutatorului serie-șunt este mai mare decît al celui serie și devine practic unitar.

Singura eroare în regim staționar care nu se reduce este cea datorită rezistenței elementului de comutație serie în conducție, $r_{DS(ON)}$.

După cum se poate ușor înțelege din examinarea circuitului echivalent al comutatorului serie-șunt și expresia coeficientului de transfer al acestuia rămîne aproape de unitate pentru valori oricît de mari ale rezistenței de sarcină, care drept consecință poate fi aleasă cu 1—2 ordine de mărime mai mare decît $r_{DS(OFF)}$, de exemplu prin adoptarea după comutator a unui etaj separator cu TEC—MIS. În aceste condiții, rezistența de intrare a modulatorului rămîne practic aceeași în ambele situații ale elementelor de comutație, și poate atinge, dacă este necesar, valoarea de $10^{-10}$—$10^{11}$

$$R_{i(AV)} = R_i = r_{DS(OFF)} + r_{DS(ON)} \approx r_{DS(OF)}$$

O comparație [9] a performanțelor celor trei variante de comutatoare cu TEC, în regim staționar, pentru diferite valori ale rezistențelor generatorului de semnal, $R_G$ și sarcinii, $R_L$, rezultă din tabelul 7.2 calculat în ipoteza utilizării unor TEC-MIS și a unor valori:

$$U_i = 1\text{ V},\ r_{DS(ON)} = 100\ \Omega,\ r_{DS(OFF)} = 10^9\ \Omega,\ \text{iar}\ r_{gs} = 10^{12}\ \Omega$$

*Tabelul 7.2*

| Rezistența generatorului $R_G$ [Ω] | Rezistența de sarcină $R_L$ ]Ω] | Erorile în regim staționar ale: Comutator șunt $U_o$ [mV] | | Comutator serie $U_o$ [mV] | | Comutator serie-șunt $U_o$ [mV] | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | *ON* | *OFF* | *ON* | *OFF* | *ON* | *OFF* |
| $10^6$ | $10^6$ | 0,1 | 500 | 500 | 1 | 500 | $10^{-4}$ |
| $10^5$ | $10^6$ | 1 | 900 | 900 | 1 | 900 | $10^{-4}$ |
| $10^2$ | $10^6$ | 500 | 1 000 | 1 000 | 1 | 1000 | $10^{-4}$ |
| 0 | $10^6$ | 1 000 | 1 000 | 1 000 | 1 | 1000 | $10^{-4}$ |
| $10^6$ | $10^5$ | 0,1 | 90 | 90 | 0,1 | 90 | $10^{-4}$ |
| $10^6$ | $10^2$ | 0,05 | 0,1 | 0,1 | 0,0001 | 0,1 | $5\cdot10^{-5}$ |
| $10^5$ | $10^5$ | 1 | 500 | 500 | 0,1 | 500 | $10^{-4}$ |
| $10^2$ | $10^2$ | 333 | 500 | 333 | 0,0001 | 333 | $5\cdot10^{-5}$ |

Din examinarea acestui tabel rezultă că:

— trebuie întrebuințat numai comutatorul serie sau serie-șunt dacă $R_G < r_{DS(ON)}$;

— este de dorit ca rezistența de sarcină să fie cît mai mare față de $r_{DS(ON)}$: $R_L \gg r_{DS(ON)}$;

— este de dorit ca rezistența de sarcină să fie cît mai mare față de cea a generatorului: $R_L \gg R_G$;

— performanțele comutatorului serie-șunt sînt totdeauna mai bune decît ale celui serie sau șunt, pentru orice combinație de valori ale lui $R_G$ și $R_L$.

În ceea ce privește erorile datorite regimului de comutație (în regim dinamic), mecanismele de producere a impulsurilor parazite la salturile semnalului de comandă rămîn aceleași, dar amplitudinile acestor impulsuri se reduc apreciabil din mai multe cauze:



*a*) Cînd unul din TEC intră în blocare, transmițînd capacitiv spre ieșire, de exemplu, un impuls parazit negativ, celălalt se blochează, transmițînd un impuls pozitiv, care tinde să-l anihileze pe cel precedent la bornele sarcinii. Deși compensarea nu este perfectă, amplitudinea impulsurilor parazite este redusă în mare măsură, mai ales dacă se reglează judicios fazele semnalelor de comandă ale celor două TEC, astfel încît blocarea unuia din TEC să coincidă cu intrarea în conducție a celuilalt.

*b*) Amplitudinea impulsurilor parazite care apar la bornele sarcinii este redusă mai ales prin faptul că întotdeauna unul din cele două TEC este în stare conductoare, asigurînd o cale de mică rezistență în paralel cu sarcina, fie direct spre masă, cînd TEC șunt este în starea conductoare, fie prin sursa de semnal (de obicei $R$ fiind mai mic decît $R_L$) cînd TEC serie este în starea conducătoare.

Această din urmă cale de reducere a amplitudinii impulsurilor parazite și mai ales a constantelor de timp corespunzătoare deci a suprafeței lor în planul tensiune-timp poate fi și mai mult favorizată dacă comanda comutării TEC serie- și șunt se face cu o ușoară suprapunere în timp, intrarea în conducție a fiecăruia din TEC precedînd puțin blocarea celuilalt [16], asigurîndu-se astfel în mod cert, pe durata comutării, deci a producerii impulsurilor parazite, în paralel cu sarcina, o cale de mică rezistență spre masă.

Superioritatea comutatorului serie-șunt din punctul de vedere al rezistenței de intrare maxime realizabile și din punctul de vedere al tensiunilor reziduale minime realizabile fac ca acesta să fie larg întrebuințat, fiind livrat atît ca bloc realizat cu componente discrete cît și sub formă de circuit integrat. În fig. 7.16 se prezintă schema unui astfel de comutator serie-șunt [17] cu TEC-J, cu componente discrete, împreună cu multivibratorul astabil de comandă în antifază a celor două TEC.

În fig. 7.17 se prezintă schema unui comutator serie-șunt cu TEC-MIS livrat ca circuit integrat [18] TEC-ul $T_3$ este elementul de comutație serie, TEC-ul $T_2$ este cel șunt, iar $T_1$ este folosit ca amplificator și inversor al semnalului de comandă, pentru aplicarea acestuia în faza și la amplitudinea corectă la grila lui $T_3$.

Se livrează de asemenea sub formă de circuite integrate ansambluri complexe și variate de comutatoare cu circuitele lor de comandă care se pot folosi pentru modulatoare, selectoare etc., [19] putînd comuta semnale de pînă la 20 V vîrf la vîrf și pînă la 20 mA.

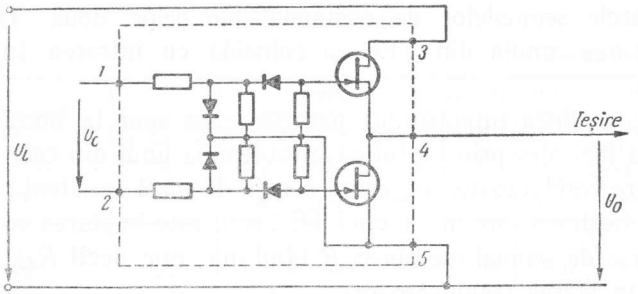



Fig. 7.16. Comutator serie-șunt cu TEC-J, realizat din componente discrete, livrat ca subansamblu (Tip 8000-AIRPAX).

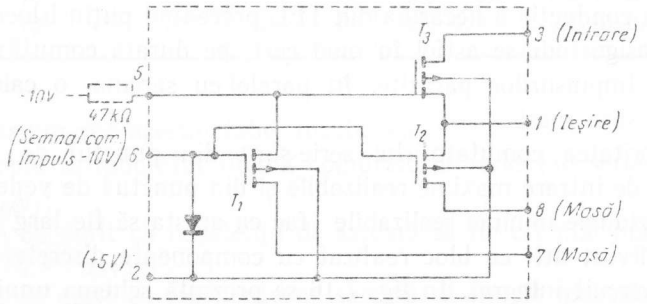



Fig. 7.17. Comutator serie-șunt cu TEC-MIS livrat ca circuit integrat (Tip MEM-2008-GENERAL INSTRUMENTS).

Circuite de recomandat pentru interfața între circuitele integrate TT și comutatoarele analogice cu TEC-MIS, adică pentru comanda cu nivele de tensiuni mari, de la ieșiri cu nivele de tensiuni sub 5 V sînt prezentate în [20].



## 7.6. APLICAȚIILE COMUTATOARELOR ANALOGICE CU TEC

### 7.6.1. MODULATOARE CU DECUPARE (CHOPPERE) PENTRU AMPLIFICATOARE CU MODULARE-DEMODULARE [21—22]

Pentru amplificarea unor tensiuni continue sau lent variabile, de nivel mic, se folosește adesea structura modulator-amplificator de c.a.—demodulator [21]. Această structură evită problemele derivelor amplificatoarelor cu cuplaj direct și transpune amplificarea semnalelor continue, în cazul alegerii corecte a frecvenței purtătoare, la o frecvență la care zgomotul $1/f$ al tranzistoarelor este mult mai puțin supărător decît pentru semnalele continue.

Valoarea minimă a tensiunilor sau curenților care se pot amplifica pe această cale este determinată de tensiunile sau curenții reziduali echivalenți de intrare ai modulatorului și mai ales de deriva acestora în timp sau cu temperatura ; se impune de obicei ca deriva modulatorului să fie cu unul-două ordine de mărime mai mică decît semnalul minim de amplificat.

Cu toate îmbunătățirile aduse modulatoarelor cu decupare (Chopperelor) cu tranzistoare bipolare [21], acestea nu pot asigura tensiuni reziduale sub 50—100 μV și derive sub 5—10 μV în timp sau la variații de 10—20 °C ale temperaturii. De asemenea, nu permit obținerea unor impedanțe de intrare prea mari, ceea ce limitează rezistența internă a surselor de semnal la valori de ordinul a 0,1 MΩ.

Datorită avantajelor specifice ale TEC ca elemente de comutație analogică, menționate în § 7.1, ele permit realizarea unor modulatoare cu decupare de performanțe superioare, care admit rezistențe ale sursei de peste 1 MΩ și a căror derivă poate fi redusă la valori de ordinul 0,1—1μV în timp sau la variații normale ale temperaturii.

Schema unui amplificator de c. c cu modulare-demodulare, folosind un modulator cu decupare de tip serie-șunt, cu TEC, și un demodulator sincron de tip șunt cu tranzistor bipolar este ilustrată în fig. 7.18. În această schemă se utilizează și o reacție negativă globală de c. c., care îmbunătățește apreciabil constanța amplificării.

Se recomandă ca amplificatorul de c. a. din această structură să aibă rezerve suficiente pentru acceptarea unor suprasarcini, înainte de a se satura și să-și revină repede. La ieșire se utilizează un detector

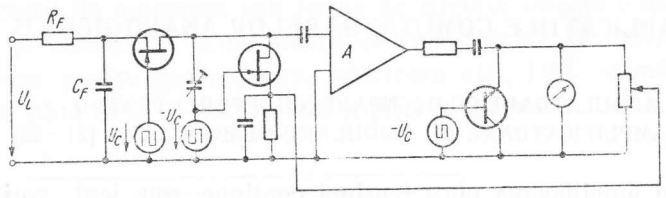



Fig. 7.18. Principiul amplificatorului cu modulare-demodulare folosind la intrare un modulator cu decupare de tip serie-șunt cu TEC și o reacție negativă globală de c.c.

sincron care poate fi cu TEC, dar de obicei se realizează cu tranzistoare bipolare.

Alte amplificatoare de mare impedanță de intrare sînt descrise în [12, 22].

### 7.6.2. SELECTOARE DE CĂI ANALOGICE (MULTIPLEXARE ÎN TIMP) [4, 19, 23, 24]

Faptul că TEC, ca element de comutație, nu introduce tensiuni reziduale în serie, îl face indicat în selectoarele de intrare ale sistemelor de multiplexare funcționînd cu diviziune în timp. În aceste selectoare, diferite surse de semnal trebuie conectate pe rînd la intrarea unui circuit de prelucrare a semnalului.

Deosebit de comode în acest scop sînt TEC-MOS cu canal indus (de obicei de tip *p*), deoarece în absența semnalului de comandă pe grilă ele sînt complet blocate, izolînd toate intrările. În fig. 7.19, *a* se prezintă un asemenea selector cu TEC-MOS, realizat sub formă de circuit integrat (de ex. tip MEM 2009 al firmei General Instruments cu 6 căi [23] sau SFF 151 — al firmei SECOSEM și DG 116 Silikonix), iar în fig. 7.19, *b* se prezintă circuitul echivalent corespunzător, în care fiecare TEC este reprezentat ca un întrerupător ideal în serie cu o rezistență (de ordinul a 100—300 Ω). O tensiune aplicată la oricare din intrări (bornele 9—14) poate fi transmisă la ieșire (borna 7) prin aplicarea unui semnal de comandă la grila TEC din canalul ales, adică la bornele *1—6*.

Deoarece rezistența TEC-MOS în stare conductoare, $r_{DS(ON)}$ depinde în principal de tensiunea grilă-sursă și nu de cea grilă-substrat (v. fig. 6.2, *b*) pentru a transmite semnalul de intrare prin dispozitiv, grila trebuie adusă cu cel puțin $U_{GS(ON)}$ sub potențialul sursei, care în esență urmărește



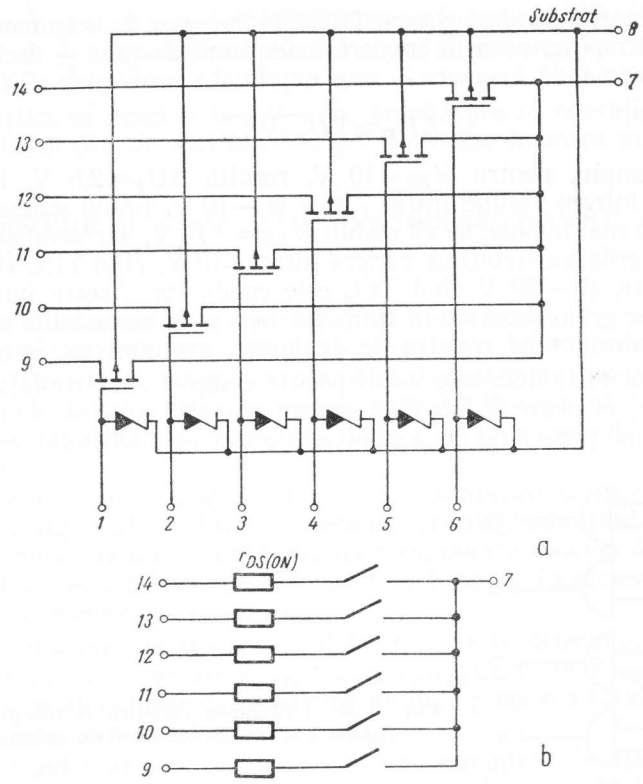



Fig. 7.19. Selector de canale cu TEC-MIS pentru sisteme multiplex, realizat sub formă de circuit integrat (tip MEM-2009-GENERAL INSTRUMENTS):
*a* — schema; *b* — circuitul, echivalent

potențialul de intrare și poate deci atinge valoarea cea mai negativă a acesteia, după cum rezultă din relația (7.17).

Pe de altă parte, pentru ca la valoarea cea mai pozitivă a semnalului de intrare, joncțiunile sursă-substrat și drenă-substrat să nu se polarizeze în sensul conducției, trebuie ca substratul să fie polarizat la o tensiune pozitivă fixă cel puțin egală cu valoarea cea mai pozitivă a tensiunii de intrare. Evident, această polarizare pozitivă a substratului mărește întrucîtva tensiunea grilă-sursă necesară pentru a aduce rezis-

tența în starea conductoare a TEC-ului, $r_{DS(ON)}$, la o valoare suficient de mică. Empiric, această creștere a tensiunii de prag — deci și a tensiunii de comandă necesară — este exprimată prin relația:

$$\Delta U_P \approx \sqrt{U_{BS} V_{1,3}}. \tag{7.37}$$

De exemplu, pentru $U_{BS}=10$ V, rezultă $\Delta U_P=2{,}8$ V. Pentru un semnal de intrare variind între +10 V și —10 V, ținînd seama de considerațiile de mai înainte, se va stabili $U_{BS}=+10$ V, iar semnalul de comandă pe grilă va trebui să varieze între +10 V, cînd TEC sînt menținute blocate, și —20 V cînd TEC este conductor. Aceste impulsuri de comandă pe grilă, decalate în timp de la o grilă la cealaltă, se pot obține cu ajutorul unui registru de deplasare, eventual tot integrat [23].

Deoarece TEC-MOS este un dispozitiv complet simetric față de sursa și drena sa, el poate fi folosit și pentru operația inversă, de distribuție a unui semnal provenind de la o sursă, succesiv pe diferite căi, asemănător

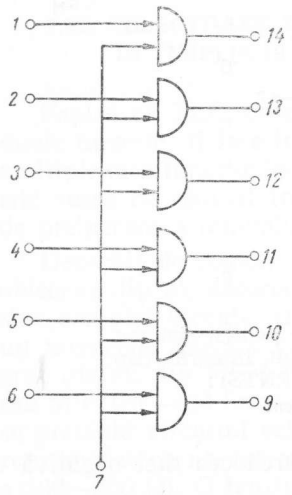



Fig. 7.20. Utilizarea circuitului integrat din figura 7.19 ca distribuitor de semnale.

unui comutator rotativ. Principiul aplicării în acest scop a circuitului integrat MEM 2009 este ilustrat în fig. 7.20. Semnalul de intrare se aplică acum la borna *7* iar cu impulsuri de comandă decalate în timp aplicate pe rînd la grilele *1—6* semnalul este trimis pe rînd pe căile *14—9*.

Deși curentul rezidual al fiecărui TEC blocat este foarte mic — de ordinul a $10^{-10}$ A la temperatura camerei, în cazul unui selector cu un



număr mare de căi, și trebuind să funcționeze la temperaturi mai ridicate, trebuie să se ia în considerare efectul cumulat al curenților reziduali ai tuturor TEC blocate.

Prin aplicarea reacției negative cu amplificatoare operaționale, erorile comutatoarelor de multiplexare pot fi reduse în mare măsură [24].

### 7.6.3. CIRCUITE DE EȘANTIONARE ȘI MEMORARE (SAMPLE AND HOLD) [4, 25, 26, 27]

Circuitele de eșantionare și memorare au rolul de a preleva la un moment dat valoarea unui semnal analogic variabil în timp, și de a-l stoca într-o memorie analogică pentru a se efectua o prelucrare ulterioară a sa. De obicei, memorarea se face într-un condensator care se încarcă la tensiunea prelevată și se menține această tensiune pînă la prelevarea următoare.

Schema celui mai simplu circuit de eșantionare și memorare este ilustrată în fig. 7.21, *a*. Într-un asemenea montaj, admițînd că generatorul de semnal are o rezistență internă zero, durata minimă de prelevare posibilă, $t_{min}$, este dictată de constanta de timp de încărcare a condensatorului de memorare, $r_{DS(ON)} C_s$.

Durata maximă de stocare posibilă, $t_{max}$, este determinată de constanta de timp de descărcare $R_{fugă} \cdot C_s \approx r_{DS(OFF)} C_s$, unde $R_{fugă} \approx r_{DS(OFF)}$, deoarece se poate admite că rezistența de fugă proprie a condensatorului este mult mai mare decît $r_{DS(OFF)}$.

Drept condensatoare de stocare pentru circuitele de eșantionare și memorare se pot utiliza condensatoare cu stiroflex sau Mylar, care au curenți de fugă reduși, dar sînt de recomandat condensatoarele cu teflon, policarbonat sau polietilenă, care nu numai că au curenți de fugă mici, dar nici nu se polarizează dielectric, ceea ce evită apariția unor mici tensiuni reziduale parazite.

Rezistența de intrare a amplificatorului care urmează după condensator, poate fi făcută mare, adoptînd un etaj de intrare cu TEC-MIS.

Datorită capacității grilă-drenă a TEC, rezultă totodată și o tensiune de decalaj a semnalului stocat, în urma divizării capacitive a semnalului de comandă aplicat la grilă:

$$\Delta U \approx (U_G - U_P) \frac{C_{gd}}{C_s}. \tag{7.38}$$

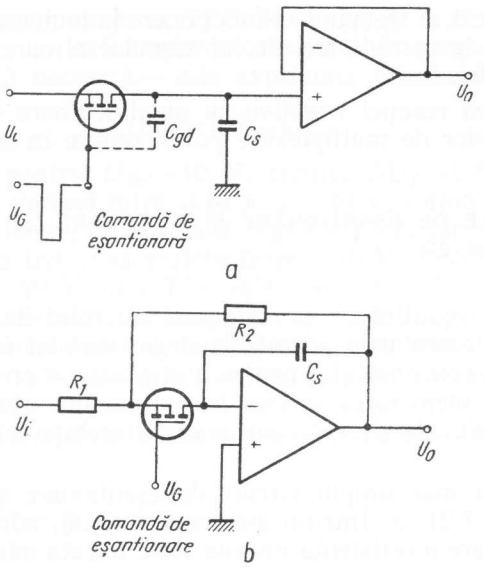



Fig. 7.21. Circuite de eșantionare și memorare (sample and hold) cu TEC :
*a* — forma fundamentală ; *b* — varianta îmbunătățită, cu condensatorul de memorare în bucla de reacție.

Dacă se admite o eroare relativă maximă de prelevare și de stocare ε și o tensiune de decalaj $\Delta U$, se obține că durata minimă de prelevare este :

$$t_{min}=r_{DS\,(ON)}C_s \ln\frac{1}{\varepsilon}=(U_G-U_P)\,r_{DS(ON)}\,C_{gd}\,\frac{\ln\frac{1}{\varepsilon}}{\Delta U} \qquad (7.39)$$

și durata maximă de stocare este :

$$t_{max}=\frac{r_{DS\,(OFF)}}{r_{DS(ON)}}t_{min}. \qquad (7.40)$$

Din aceste relații se înțelege importanța de a avea o rezistență cît mai mică a TEC în starea conductoare și mai ales cît mai mare în stare blocată.



Erorile de eșantionare pot fi reduse introducînd circuitul de bază din fig. 7.21, *a* în rețeaua de reacție a unui amplificator opreațional [25], așa cum se arată principial în fig. 7.21, *b*. Cînd TEC este blocat, circuitul funcționează ca integrator, menținînd tensiunea de ieșire constantă, la valoarea eșantionată și asigurînd totodată o impedanță mică de ieșire pentru circuitele care urmează. Totodată, după cum se arată în [25], unde se prezintă și o schemă detaliată a unui asemenea circuit, cu ajutorul unor componente adiționale, se pot reduce apreciabil erorile menționate mai înainte.

De exemplu, cu o capacitate de stocare de 100 pF, se pot obține erori sub $\pm 0{,}05\%$ pentru un timp de eșantionare de 1 μs și un timp de stocare de 100 μs, iar deriva de temperatură a tensiunii de ieșire poate fi redusă sub 0,001%/1°C.

O altă cale pentru eliminarea efectelor curentului rezidual al TEC [26] este ilustrată în fig. 7.22. Elementul de comutație principal este tranzistorul cu efect de cîmp $T_1$.

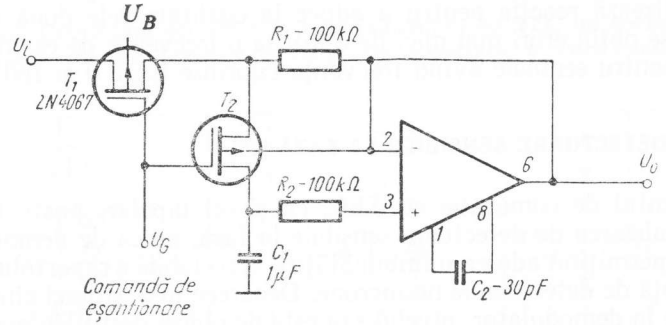



Fig. 7.22. Circuit de eșantionare și memorare înlăturînd efectele curentului rezidual al TEC.

În cazul folosirii unui TEC-MIS cu canal *p* ca element de comutație substratul trebuie să fie mai pozitiv decît semnalul de intrare cel mai pozitiv ; de aceea, curentul rezidual cel mai important este al joncțiunii drenă-substrat. În schema din fig. 7.22 acest curent este abătut prin rezistența $R_1$ spre ieșirea repetorului (realizat cu un amplificator operațional) cu ajutorul TEC $T_2$ care izolează condensatorul *C* față de acest curent.

Cînd se aplică impulsul de comandă a eșantionării, ambele TEC devin conductoare și $C$ se încarcă la tensiunea de intrare. Cînd impulsul de eșantionare se termină, ambele TEC se blochează și tensiunea de la ieșirea repetorului rămîne practic la tensiunea pe condensatorul $C$.

Deoarece căderea de tensiune produsă de curentul rezidual al lui $T_1$ prin $R_1$ este numai de ordinul a 10 mV, substratul lui $T_2$ poate fi conectat direct la ieșirea repetorului.

În rezultat, tensiunea pe joncțiunea sa drenă – substrat este redusă la valoarea foarte mică a tensiunii reziduale de intrare a amplificatorului operațional și curentul rezidual al TEC este redus cu două ordine de mărime.

Un alt circuit de etanșionare și memorare cu TEC-uri, de performanțe superioare, obținute printr-un sistem de reacție corector de eroare este descris în detaliu în [27]. În acel circuit, TEC sînt folosite nu numai ca elemente de comutație, ci și ca rezistențe variabile, corectoare de eroare în rețeaua de reacție. În acest scop, cu ajutorul unui amplificator diferențial cu TEC se compară nemijlocit tensiunea stocată în $C_s$ cu cea de intrare și se utilizează reacția pentru a aduce la egalitate cele două valori. În rezultat se obțin erori mai mici de 5 mV la o frecvență de eșantionare de 1 MHz, pentru semnale avînd frecvențe cuprinse între 0 și 150 kHz.

### 7.6.4. DETECTOARE SENSIBILE LA FAZĂ [28]

Elementul de comutație cu TEC, ca și cel bipolar, poate fi utilizat pentru realizarea de detectoare sensibile la fază, adică de demodulatoare sincrone, permițînd adesea o îmbunătățire apreciabilă a raportului semnal/zgomot față de detectoarele nesincrone. Deoarece însă, atunci cînd semnalul ajunge la demodulator, nivelul său este de obicei destul de mare, astfel încît exigențele față de tensiunile parazite introduse de elementul de comutație să nu mai fie atît de critice ca la modulator, adică la intrare, TEC nu mai prezintă avantaje atît de importante față de tranzistorul bipolar. Rămîne totuși de menționat puterea mai mică și simplitatea circuitului de comandă, mai ales în cazul utilizării unor TEC complementare.

O schemă „clasică" de detector sensibil la fază, cu TEC de același tip este ilustrată în fig. 7.23, *a*. Prin comanda în antifază a celor două TEC se obține redresarea sincronă a ambelor alternanțe. Transformatoarele $Tr_1$ și $Tr_2$ pot fi eliminate utilizînd pentru comanda TEC-urilor semnalele de



ieșire în antifază de la cele două ieșiri ale unui multivibrator, și un defazor cu tranzistor în locul transformatorului $Tr_1$, așa cum se vede în fig. 7.23, *b*.

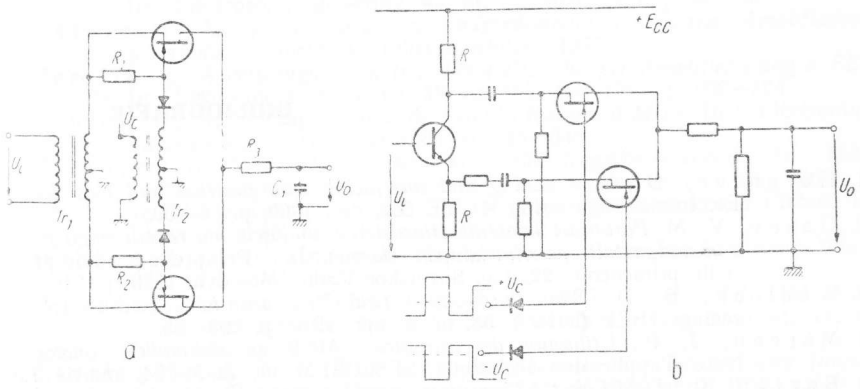



Fig. 7.23. Detectoare sensibile la fază (sincrone) cu TEC de același tip :
*a* — cu transformator pe căile semnalului util și celui de comandă ; *b* — fără transformatoare.

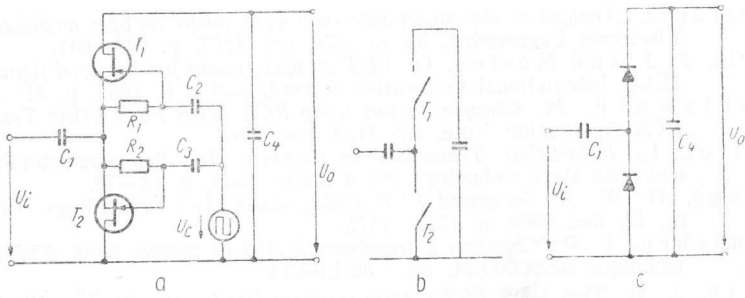



Fig. 7.24. Detector sensibil la fază cu TEC complementare, în conexiune asigurînd dublarea tensiunii la ieșire :
*a* — schema ; *b* — circuitul echivalent ; *c* — schema dublorului de tensiune corespunzător cu diode, nereversibilă la fază.

O altă schemă de detector sensibil la fază cu TEC complementare [27] este ilustrată în fig. 7.24, *a*, iar circuitul ei echivalent, în fig. 7.24, *b*. Se observă că schema are o funcționare perfect asemănătoare cu cea a redresoarelor dubloare de tensiune din fig. 7.24, *c*. Prin folosirea unor TEC

complementare, comanda în antifază a conducției și blocării celor două TEC se obține cu un singur semnal de comandă avînd o amplitudine de aproximativ 3 V. Demodulatorul funcționează corect în banda de frecvențe 5 Hz—10 MHz, alegîndu-se capacități de valori corespunzătoare.

## BIBLIOGRAFIE


1. Hargrave, D. *Commutating and interfacing with junction and mos fets.* În Electronic Engineering, **41**, nr. 502, dec. 1969, p. 56—59.
2. Gasov, V. M. *Parametrî kanalnîh tranzistorov vliiaiușcih na rabotu etogo pribora v malosignalnîh perecliuciaiușcih shemah.* În: Poluprovodnicovîe priborî i ih primenenie, **22**, Izd. Sovetskoe Radio, Moscova, 1969, p. 219—237.
3. Wedlock, B. D. *Static large-signal field-effect transistor models.* În Procedings IEEE (letters), **58**, nr. 4, apr. 1970, p. 593—95.
4. Moreau, J. P., *Utilisation des transistors MOS en comutation analogique.* Note d'application technique SESCOSEM, nr. 56-M-094, martie 1969.
5. Barton K. *Field-Effect Transistors used as low-level choppers.* În: Electronic Engineering, **37**, nr. 2, febr. 1965, p. 80—83.
6. Conaway, P. and Delhom, L. *Shunt and Series FET Choppers.* Application Note, Texas Instruments Semiconductor-Components Division, Dallas.
7. Dostal, J. *Analysis of the capacitance error of a misfet chopper modulator.* În: Electronic Engineering, **39**, nr. 476, oct. 1967, p. 640—641.
8. Hitt, J. J. and Mosley, G. *FET chopper circuits for low-level signals.* În: IEEE International Convention Record, partea 8, 1967, p. 51—58.
9. Carlson, F. M. *Chopper circuits using RCA MOS Field Effect Transistors.* RCA Application Note, AN-3452, iun. 1967.
10. Fattal, L. *Field-Effect Transistors as choppers.* În: Semiconductor Products and solid state technology, nr. 4 aprilie 1964, p. 13—18.
11. Ruegg, H. W. *An integrated FET analog switch.* În: Proceedings IEEE, **52** nr. 12, dec. 1964, p. 1572—1575.
12. Oemichen, J. P. *Choppers à transistors à effet de champ.* Note d'application technique SESCOSEM, ref.: **36**-LB-014.
13. Firth, J. M., *Two MOS FET's form transient-free linear gate.* În: Electronics, **43**, nr. 6, 16 martie 1970, p. 89.
14. Philips, V. J. and Dunlop, J. *A series-shunt MOST chopper with complementary drive circuit.* În: Electronic Engineering **41**, nr. 499, sept. 1969, p. 29—31.
15. Papp, K., *Messzerhacker mit FET'S.* În: Doc. MU-255, ACTA IMEKO 1967, II, Budapesta, 1968, p. 563—576.
16. Halio, L. P. *„Make-before-brake" mode improves FET switch.* În: Electronics, **43**, nr. 9, 27 apr. 1970, p. 90.
17. * * * *Airpax Electronics. FET-8000 and FET-8100 — Choppers,* Bulletins C-125 and C-126, Airpax Electronics, Cambridge, Maryland 21613.

CAPITOLUL 8

# CIRCUITE LOGICE ȘI CIRCUITE BASCULANTE CU TEC

Metodele tehnologice actuale de realizare a circuitelor electronice prin integrare permit micșorarea gabaritelor aparaturii electronice, îmbunătățirea reproductibilității parametrilor, micșorarea prețului de cost etc.

În prezent circuitele integrate (CI) logice sînt grupate în familii bine definite. Piața, în cea mai mare parte, este dominată de logica TTL, care, după ce a depășit logica DTL în privința performanțelor generale, se pare că nu va fi întrecută nici de logica ECL, datorită variantei TTL/S.

Circuitele logice TTL/S, au o viteză de comutație apropiată de 1 ns și sînt realizate cu tranzistoare bipolare cu siliciu nedopate cu aur.

Logica DTL se diversifică încă, și în prezent cuprinde scheme utilizate mai ales în industrie, la comanda mașinilor unelte.

Familia CI s-a îmbogățit în ultima vreme cu o clasă de circuite cărora li se întrevăd utilizări deosebite datorită avantajelor pe care le oferă față de CI bipolare ; este clasa CI de tip MIS. În cele ce urmează se menționează cele mai semnificative avantaje ale CI de tip MIS.

*a) Circuitele cu TEC-MIS sînt simple.* În majoritate, rețelele de CI-MIS conțin numai tranzistoare MIS, fără rezistoare sau condensatoare convenționale. Aceasta contribuie la creșterea densității funcțiunilor electronice pe unitatea de suprafață deoarece: 1) CI-MIS exclud necesitatea izolării unul de celălalt a TEC-MIS realizate pe același substrat ; excepție fac dispozitivele complementare. Cu titlu informativ se menționează că [1] în CI bipolare aproximativ 30% din suprafața utilă a substratului în care se realizează circuitul este ocupată cu regiuni (insule) de „izolare" a componentelor schemei ; 2) rezistoarele folosite în CI bipolare, obținute prin difuzie sau depuneri metalice în vid, ocupă suprafețe mari. De exemplu, un rezistor difuzat de 20 kΩ ocupă o suprafață de aproximativ, 0,2 mm² ; în CI-MIS ca rezistoare se folosesc TEC-MIS a căror suprafață este cu aproximativ un ordin de mărime mai mică decît cea ocupată de rezistorul difuzat.



*b) Procedeul de realizare a CI-MIS este mai simplu decît cel folosit la realizarea CI bipolar.* Așa cum rezultă din tabelul 8.1, numai o etapă de difuzie și patru etape de fotomascare sînt necesare pentru realizarea unui CI-MIS, față de patru etape de difuzie și minimum șase etape de fotomascare necesare în cazul CI bipolare.

*Tabelul 8.1*

| CI bipolare | CI-MIS | Observații |
|---|---|---|
| Fotomascarea pentru difuzia stratului îngropat | Fotomascarea pentru difuzia sursei și drenei | — Realizarea CI bipolare comportă aproximativ 6 operații de fotomascare față de 3—4 operații la CI-MIS. |
| Difuzia stratului îngropat | Difuzia sursei și drenei | — Realizarea CI bipolare comportă aproximativ 4 difuzii față de una, la CI-MIS. |
| Creșterea epitaxială | Fotomascarea pentru îndepărtarea oxidului din regiunea grilei | — CI bipolare ocupă o suprafață mult mai mare pe pastila de siliciu, datorită necesității izolării componentelor între ele. |
| Fotomascarea pentru difuzia de izolare | Oxidarea pentru obținerea grilei | — CI-MIS pot fi executate și fără creșteri epitaxiale. |
| Difuzia de izolare | — | |
| Fotomascarea pentru difuzia bazei și rezistoarelor | — | |
| Difuzia bazei și a rezistoarelor | — | |
| Fotomascarea pentru difuzia emitoarelor | — | |
| Difuzia emitoarelor | — | |
| Fotomascarea pentru depunerea contactelor | Fotomascarea pentru depunerea contactelor | |
| Depunerea contactelor | Depunerea contactelor | |
| Fotomascarea pentru corodarea contactelor | Fotomascarea pentru corodarea contactelor | |
| Alierea contactelor | Sinterizarea contactelor | |

*c) Amplificarea dispozitivelor MIS este controlată prin dimensiunile lo·geometrice.* Aceasta ușurează calculul circuitelor electronice cu TEC-MIS și contribuie la creșterea preciziei de realizare a configurației superficiale a lor.

*d) Dispozitivele MIS cu canal indus se caracterizează prin imunitate ridicată la zgomot.* Aceasta se datorește tensiunii lor de prag ridicate ($U_p$ variază, în funcție de tehnologia de realizare, între 0,6 și 6 V). La dispozitivele bipolare acest prag se află în jurul a 0,6 V.

*e) Dispozitivul MIS este un element de stocare natural.* Capacitatea grilă-sursă poate fi utilizată pentru stocare de sarcini electrice, deoarece impedanța grilă-sursă, în curent continuu, este extrem de ridicată și permite realizarea de constante de timp mari (de ordinul a cîteva milisecunde). Proprietatea aceasta face posibilă funcționarea dispozitivelor MIS în registre dinamice de deplasare.

Cu TEC-MIS se pot realiza cu mare ușurință circuite complexe; absența rezistoarelor și condensatoarelor din aceste circuite, pe lîngă că reduce numărul operațiilor tehnologice de obținere, contribuie la creșterea randamentului de fabricație și a siguranței lor în funcționare.

Un CI realizat cu TEC-MIS consumă mai puțină putere electrică și are dimensiuni mai mici decît un circuit echivalent cu tranzistoare bipolare (TB). Circuitele integrate cu TB sînt însă mai rapide și pot comanda curenți electrici mai mari. Avînd în vedere aceste particularități, există tendința de a se utiliza ambele tipuri de dispozitive la realizarea CI; în acest caz apar probleme dificile legate atît de circuitele de interfață [2, 3] cît și de compatibilitatea realizării celor două tipuri de circuite pe un același substrat [4].

Majoritatea CI-MIS realizate în prezent folosesc tensiuni de alimentare și nivele logice mai mari decît în cazul CI bipolare. Soluția evidentă este realizată de dispozitive MIS cu tensiune de prag coborîtă [5, 6, 7]. Desigur, este posibil să se proiecteze și CI bipolare care să funcționeze cu tensiuni de alimentare mai ridicate, dar această soluție le reduce viteza de comutație.

Primul CI-MIS (un circuit logic cu 16 TEC-MIS pe o plăcuță de siliciu cu dimensiunile 1,25×1,25 mm) a fost realizat în anul 1962 la RCA, Electronic Research Lab din Princeton, N. J., de S. R. Hofstein și F. Heiman [8].

Ameliorările constante aduse tehnologiei de realizare a TEC-MIS prin tehnica planară au condus la elaborarea de CI-MIS cu grad ridicat de



integrare. Aceste ameliorări au permis de pe o parte reducerea tensiunii de prag și realizarea de TEC-MIS cu canal $n$*), iar pe de altă parte diminuarea considerabilă a variației caracteristicilor TEC-MIS în timp [9].

## 8.1. RĂSPUNSUL TRANZITORIU LA SEMNAL MARE AL TEC-MIS CU REZISTENȚĂ DE SARCINĂ OHMICĂ

În fig. 8.1, *a* se arată circuitul cu un TEC-MIS cu canal $p$ utilizat pentru analiza și măsurarea timpului de intrare în conducție a TEC cînd viteza de comutație este limitată de sarcina capacitivă $C$. Rezistența $R_D$ servește pentru reîncărcarea condensatorului $C$ după ce acesta s-a descărcat prin TEC. Fig. 8.1, *b* ilustrează traiectoria punctului de funcționare pe caracteristicile statice ale tranzistorului în timpul procesului tranzitoriu. Presupunînd $T$ blocat, condensatorul $C$ se încarcă la valoarea $U_{DD}$, reprezentată pe fig. 8.1, *b* prin punctul $P_1$. Cînd pe grilă se aplică un impuls de tensiune, egal cu $U_G$, punctul de funcționare se deplasează din $P_1$ în $P_2$ într-un interval de timp neglijabil. Din $P_2$ în $P_3$ punctul de funcționare se află în regiunea saturată a TEC-MIS, care acționează ca o sursă de curent constant:

$$I_D = -\frac{\beta}{2}(U_G - U_P)^2 \qquad (8.1)$$

$$(\text{cu } |U_{DS}| \geqslant |U_{DS} - U_P|)$$

și rezistența internă egală cu inversul pantei caracteristicii $I_D(U_{DS})$ corespunzătoare tensiunii $U_{GS} = U_G$. Ecuația diferențială care descrie răspunsul tranzistorului în această etapă este de forma $I_D = C\frac{du_0}{dt}$, din care se deduce timpul $t_1$ în care punctul de funcționare s-a deplasat din $P_2$ în $P_3$:

$$t_1 = \frac{\Delta U}{I_D} = \frac{C(U_{DD} - U_1)}{\frac{\beta}{2}(U_G - U_P)^2}. \qquad (8.2)$$

Ecuația (8.2) descrie timpul necesar ca un generator de curent constant să încarce condensatorul $C$ la o tensiune dată.

*) Datorită mobilității mai mari a electronilor decît a golurilor, TEC-MIS cu canal $n$ contribuie la creșterea vitezei de comutație a circuitelor în care sînt utilizate.

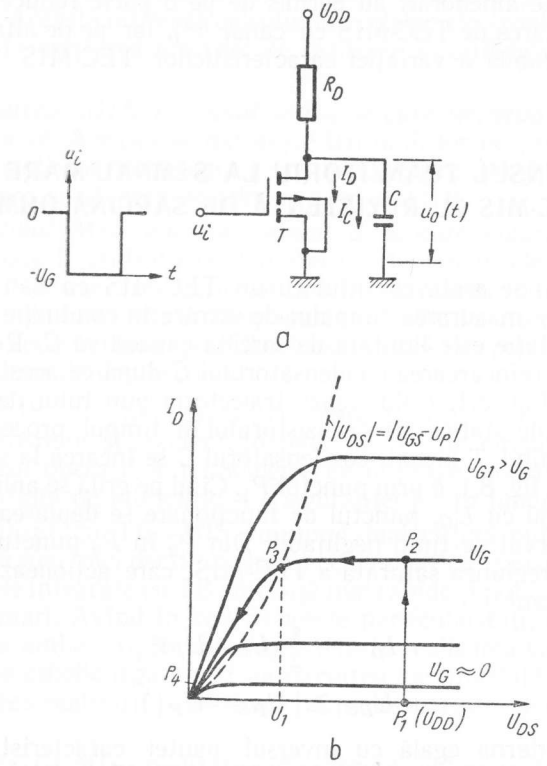



Fig. 8.1. Analiza procesului tranzitoriu al TEC-MIS cu rezistență de sarcină ohmică, în montaj sursă-comună.

Începînd cu punctul $P_3$, TEC-MIS intră în regiunea nesaturată a caracteristicii, în care

$$I_D=-\beta\left[(U_G-U_P)U_{DS}-\frac{U_{DS}^2}{2}\right] \qquad (8.3)$$

(cu $|U_{DS}|\leqslant|U_{GS}-U_P|$).

În acest caz

$$C\frac{du_o(t)}{dt}=-\beta(U_G-U_P)u_o(t)+\frac{\beta}{2}u_o^2(t) \qquad (8.4)$$



Rezolvînd această ecuație în raport cu $u_o(t)$ (tensiunea la ieșire pe condensatorul $C$) rezultă

$$u_o(t)=U_1\frac{2e^{-t/\tau}}{1+e^{-t/\tau}} \qquad (8.5)$$

unde $\tau=C/g_m$ ; $g_m=-\beta(U_G-U_P)$ ; $U_1=U_G-U_P$

În fig. 8.2 se compară [10] timpul de răspuns al unui TEC-MIS cu cel al unui rezistor liniar de valoare $1/g_m$ și cu cel al unei surse de curent de valoare $-\frac{\beta}{2}(U_G-U_P)^2$, toate acționînd pe același condensator $C$.

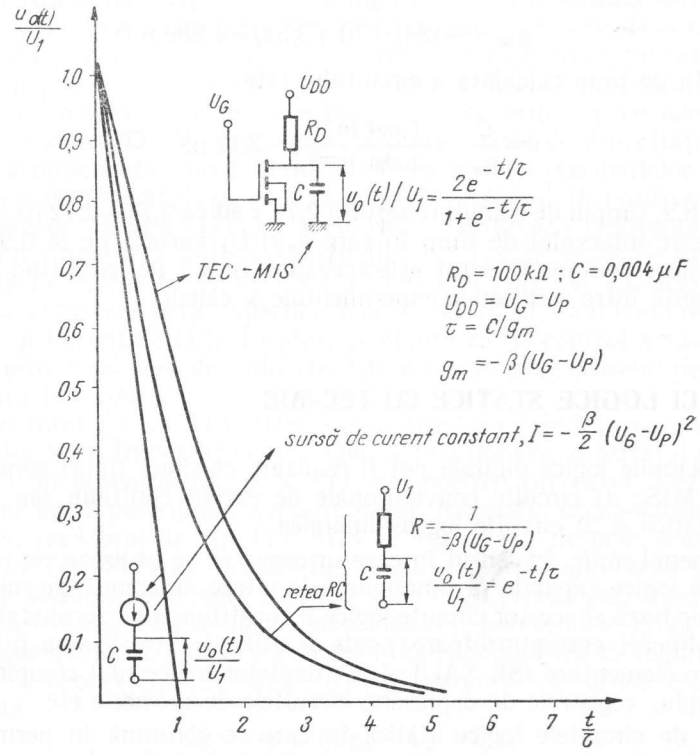



Fig. 8.2. Răspunsul tranzitoriu al TEC-MIS în montaj sursă-comună, în regim nesaturat, în comparație cu răspunsul rezistorului liniar și al sursei de curent constant.

Se constată că timpul necesar comutării unei capacităţi date este mai mare în cazul TEC-MIS decît în cazul rezistenţei $R$ sau a sursei de curent constant.

Valabilitatea relaţiei (8.5) a fost verificată experimental cu ajutorul schemei din fig. 8.1, *a* [10], în care $R_D = 100$ kΩ şi C este de valoare mare, 0,004 μF, pentru eliminarea efectelor capacităţilor distribuite. Funcţionarea montajului are loc în regiunea nesaturată alegînd tensiunea de drenă egală cu $|U_G - U_P|$.

Cunoscînd tensiunea de prag $U_P$ (egală cu 3,54 V în exemplul dat) se determină constanta β din relaţia $I_D = -\beta/2\,(U_G - U_P)^2$. Valoarea calculată a lui β este 184 μʊ/V. Pentru un impuls de −10 V aplicat pe grilă conductanţa iniţială este

$$g_m = -184(-10 + 3{,}54) = 1\,880\ \mu\text{ʊ}$$

Constanta de timp calculată a circuitului este

$$\tau = \frac{C}{g_m} = \frac{0{,}004\ 10^{-6}}{1\,880 \cdot 10^{-6}} = 2{,}12\ \mu\text{s}$$

Din fig. 8.2, timpul de comutare rezultă 2,74 τ adică 2,74 × 2,12 μs = 5,8 μs. Acesta este intervalul de timp în care $u_0(t)/U_1$ variază de la 0,9 la 0,1. Timpul de comutare măsurat este aproximativ 6,5 μs, rezultînd o bună concordanţă între rezultatele experimentale şi calcul.

## 8.2. CI LOGICE STATICE CU TEC-MIS

Funcţiunile logice digitale pot fi realizate cu două tipuri generale de circuite MIS: 1) circuite convenţionale de curent continuu sau circuite logice statice şi 2) circuite logice dinamice.

Termenul *static*, în sensul în care urmează să se utilizeze, se referă la circuitele logice capabile să funcţioneze la viteze de comutaţie mici. Elementul de bază al acestor circuite logice îl constituie inversorul static care, prin modificări corespunzătoare, poate fi utilizat la realizarea funcţiunilor logice elementare (ŞI, SAU) şi a circuitelor logice mai complexe, ca, de exemplu, registrele de deplasare, circuitele de memorie etc.

Faţă de circuitele logice statice în care se consumă în permanenţă putere electrică de curent continuu, în circuitele logice dinamice dispozitivele MIS de sarcină sînt conectate în circuit numai în prezenţa unor impulsuri de tact. Între aceste impulsuri informaţiile logice sînt



stocate sub formă de sarcini electrice în capacităţile proprii de grilă ale TEC-MIS; timpul de stocare depinde de frecvenţa impulsului de tact care în cazul circuitelor actuale nu depăşeşte 10 MHz.

### 8.2.1. TEC-MIS CA REZISTENŢĂ DE SARCINĂ ÎN CIRCUITE LOGICE INTEGRATE

Realizarea de rezistoare cu rezistenţă electrică ridicată este o necesitate pentru CI-MIS*). Se cunosc o serie de metode tehnologice de realizare a rezistoarelor de rezistenţă mare. Una dintre acestea utilizează procedeele clasice de difuzie pentru tranzistoarele npn. În acest caz, rezistorul constă dintr-o regiune foarte îngustă de tip $p$, situată sub regiunea de emitor de tip $n^+$. Categoria acestor rezistoare are o serie de dezavantaje, printre care se menţionează coeficientul de temperatură ridicat şi capacitatea parazită importantă. O altă metodă utilizează procedeul de depunere în vid a peliculelor metalice subţiri cu rezistenţe superficiale cuprinse între 1 şi 25 kΩ/□. Procedeul acesta pune o serie de dificultăţi tehnologice ca să nu se asigure un grad ridicat de dispersie al rezistenţelor obţinute.

În circuitele complexe cu TEC-MIS se folosesc dispozitive MIS ca rezistoare de sarcină [11]. În acest caz se utilizează rezistenţa efectivă a canalului unui TEC-MIS în conducţie care funcţionează fie în regiunea saturată fie în cea nesaturată a caracteristicii $I_D(U_{DS})$. Cu aceste dispozitive se obţin rezistenţe superficiale de 7—25 kΩ/□, cu o bună reproductibilitate şi liniaritate [12]. În plus, posibilitatea de control a valorii rezistenţei prin tensiunea de grilă constituie un avantaj deosebit pentru proiectantul de CI-MIS.

Rezistorul de tip TEC-MIS are o structură similară cu cea a tranzistorului MIS. În condiţiile normale de funcţionare, substratul este menţinut la un potenţial fix, egal, sau mai pozitiv (în cazul TEC-MIS cu canal $p$) decît potenţialul sursă-substrat respectiv drenă-substrat. Constructiv, rezistorul de tip TEC-MIS se realizează fie prin scurtcircuitarea grilei TEC-MIS cu drena (fig. 8.3, *a*) fie prin conectarea grilei la o sursă de tensiune constantă $U_{GG}$ (fig. 8.3, *b*). În primul caz, cînd pe dispozitivul astfel conectat se aplică tensiunea $U_S$, potenţialele grilei şi drenei sînt egale ($U_{GS} = U_{DS}$) şi rezistorul MIS funcţionează în regim de saturaţie, deoarece $|U_{DS}| > |U_{GS} - U_P|$ şi curentul de drenă este dat de expresia

$$I_D = -\beta/2\,(U_{DD} - U_P - U_S)^2 \qquad (8.6)$$

*) Din cauza tensiunilor de alimentare ridicate şi a curenţilor electrici extrem de mici care străbat dispozitivele MIS, circuitele cu TEC-MIS solicită valori mari de rezistenţe electrice.

unde $U_S$ este potențialul sursei, care apare în calcule, deoarece rezistorul TEC-MIS se conectează în circuitul de drenă al unui TEC-MIS.

În cel de al doilea caz (fig. 8.3, *b*) tensiunea pe grilă $U_{GG}$ se alege mai mare decît tensiunea pe drenă $U_{DD}$ cu o mărime cel puțin egală cu $U_P$, în

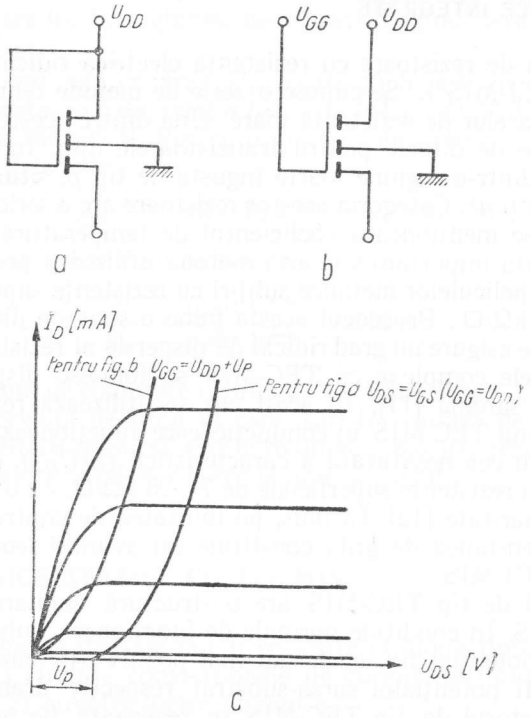



Fig. 8.3. Modalități de conectare a TEC-MIS ca rezistor de sarcină :
*a* — rezistor saturat ; *b* — rezistor nesaturat ; *c* — caracteristicile rezistorului TEC-MIS.

așa fel încît să fie satisfăcută relația $|U_{DS}| \leqslant |U_{GG}-U_P|$, iar dispozitivul să funcționeze în regiunea nesaturată a caracteristicii ; curentul prin rezistor este dat de relația

$$I_D=\beta\left[(U_{GG}-U_P-U_S)(U_{DD}-U_S)-\frac{(U_{DD}-U_S)^2}{2}\right] \qquad (8.7)$$



valabilă cînd

$$U_{GG}-U_{DD}\geqslant U_P \qquad (8.8)$$

condiție care este îndeplinită totdeauna în CI-MIS. Nesatisfacerea acestei condiții atrage trecerea funcționării rezistorului TEC-MIS în regiunea saturată a caracteristicii, situație descrisă de relația (8.6).

Fiecare din cele două moduri de funcționare prezintă avantaje și dezavantaje. Cînd rezistorul din fig. 8.3, *a* este conectat în circuitul de drenă al unui TEC-MIS de comandă — cazul inversorului — tensiunea maximă la ieșire este mai mică decît $U_{DD}$ cu mărimea $U_P$. Funcționarea în regim nesaturat nu prezintă acest dezavantaj, deoarece grila este polarizată în direct pentru toate valorile posibile ale tensiunii pe sursă, chiar și în cazul $U_S=U_{DD}$. În acest caz excursia maximă a tensiunii la ieșire este apropiată de $U_{DD}$. Desigur că avantajul acesta este plătit de necesitatea unei surse de tensiune suplimentare, care să asigure polarizarea $U_{GG}$. Cum însă impedanța de intrare a TEC-MIS este extrem de mare, această sursă nu debitează curent electric.

### 8.2.2. INVERSORUL STATIC CU TEC-MIS

Circuitul de bază utilizat în toate porțile logice este inversorul. El este constituit din două TEC-MIS ; TEC-ul de comandă $T_1$ și TEC-ul de sarcină*) $T_2$ (fig. 8.4). Substratul celor două tranzistoare este comun în cazul inversorului cu TEC-MIS integrate (fig. 8.4, *a*, *b*) sau necomun, în cazul inversorului cu TEC-MIS discrete (fig. 8.4, *c*). În fig. 8.4, *d* se prezintă simbolul utilizat pentru reprezentarea în scheme-bloc.

Cînd tensiunea de intrare $U_i$, aplicată pe grila tranzistorului $T_1$, variază între nivelele logice 0 și 1 (asociate în logică negativă potențialului 0 V, respectiv $U_{DD}$), tensiunea la ieșirea inversorului $U_o$, evoluează între două limite : $U_{oM}$ — tensiunea maximă la ieșire și $U_{om}$ — tensiunea minimă la ieșire. Inversorul este blocat, deci $T_1$ nu conduce, cînd tensiunea la intrare $U_i$ este mai mică decît tensiunea de prag a TEC-MIS (se consideră că $T_1$ și $T_2$ au aceeași tensiune de prag) ; singurul curent care străbate montajul din fig. 8.4, *a*, cînd $T_1$ e blocat, este curentul rezidual al regiunilor difuzate ale celor două dispozitive integrate, drena lui $T_1$ și sursa lui $T_2$. Acest curent este îndreptat de la substrat, conectat la 0 V sau la un potențial pozitiv, spre borna negativă a sursei de alimentare $U_{DD}$, prin intermediul rezistenței de sarcină $T_2$. Deși acest curent este

*) Inversorul cu TEC-MIS cu rezistență de sarcină ohmică este prezentat în § 4.6.2.

foarte mic, el dezvoltă pe TEC-MIS de sarcină o tensiune egală cu tensiunea lui de prag. Rezultă că prin utilizarea ca sarcină a unui TEC-MIS în conexiunea arătată în fig. 8.4, *a*, tensiunea la ieşirea*) inversorului, $U_o$, este mai mică decît tensiunea de alimentare $U_{DD}$ cu valoarea tensiunii de

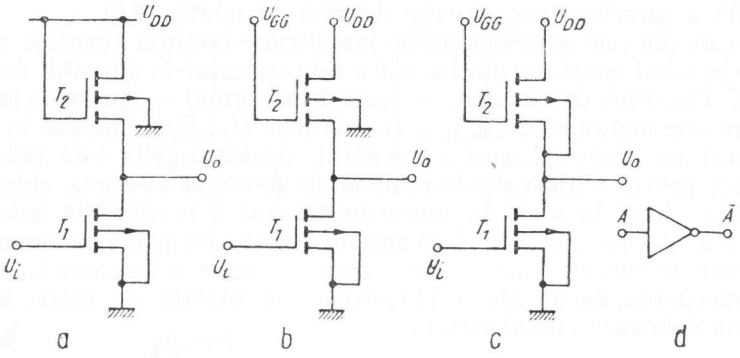



Fig. 8.4. Inversoare cu TEC-MIS şi reprezentarea simbolică.

prag $U_P$. Deoarece pentru a putea comanda etajul următor tensiunea de ieşire trebuie să depăşească mărimea tensiunii de prag $U_P$, iar tensiunea efectivă pe tranzistorul de comandă este $U'_G = U_i - U_P$, rezultă că mărimea tensiunii efectiv aplicabilă pe grila de comandă a etajului următor este $(U_{DD}-2U_P)$. Dacă $U_{DD}=2U_P$, curentul prin TEC de sarcină tinde spre zero şi timpul de comutaţie al inversorului creşte la infinit. Din această cauză, în cazul inversorului din fig. 8.4, *a* tensiunea sursei de alimentare $U_{DD}$ se alege aproximativ egală cu $3U_P$.

În cazul inversorului din fig. 8.4, *b* tensiunea sursei $U_{GG}$ se alege mai mare decît $U_{DD}$ cu aproximativ mărimea tensiunii de prag $U_P$. In felul acesta, tensiunea la ieşirea inversorului blocat va fi egală cu tensiunea sursei $U_{DD}$.

Cele două TEC-MIS care formează inversorul de comandă $T_1$ şi de sarcină $T_2$ diferă între ele ca dimensiuni geometrice şi deci sînt caracterizate prin valori diferite ale factorului $\beta$ : un TEC-MIS de comandă poate avea $\beta \approx 20\ \mu A/V^2$, iar un TEC-MIS de sarcină, aproximativ $2\ \mu A/V^2$. In funcţie de aplicaţii, aceste valori pot diferi şi prin trei ordine de mărime.

**Tensiunea la ieşirea inversorului.** Tensiunea la ieşirea inversorului în conducţie $U_{om}$ depinde de dimensiunile geometrice ale celor două TEC

*) Prin utilizarea unei rezistenţe ohmice în circuitul de drenă al inversorului, tensiunea la ieşire, în stare blocată, este aproximativ egală cu tensiunea sursei de alimentare.



-MIS care-l formează şi de mărimea tensiunilor de alimentare pe drenă şi grilă. Această tensiune poate fi calculată în două moduri : analitic şi grafic.

În primul caz se egalează curenţii care trec prin cele două dispozitive TEC-MIS înseriate. Se constată că şi în situaţia în care se folosesc expresii simplificate pentru curenţii de drenă prin cele două tranzistoare, ecuaţia care rezultă este complicată şi imprecisă. Utilizarea unor expresii mai exacte - nesimplificate—pentru aceşti curenţi, conduce la o soluţie care nu poate fi obţinută decît cu calculatorul. Modul de calcul se simplifică în cazul inversorului din fig. 8.4, *a*. În acest montaj, deoarece se presupune că intrarea se găseşte în starea logică 1 ($U_i = U_{iM} = -U_{DD}$) tranzistorul $T_1$ funcţionează în regim nesaturat, iar $T_2$ în regim saturat. Egalînd curenţii prin cele două dispozitive rezultă ecuaţia

$$I_D=\beta_1\left[U'_{G1}U_{DS_1}-\frac{U'^2_{DS1}}{2}\right]=\frac{\beta_2}{2}U'^2_{G2} \tag{8.9}$$

în care indicii 1 şi 2 se referă la $T_1$ respectiv $T_2$. Substituind tensiunile reale în ecuaţia (8.9) rezultă

$$I_D=\beta_1\left[(U_{DD}-2U_P)U_{om}-\frac{U^2_{om}}{2}\right]=\frac{\beta_2}{2}[U_{DD}-U_{om}-U_P]^2. \tag{8.10}$$

Dacă se neglijează termenul $U^2_{om}$(practic $U_{om}=0{,}1\ldots0{,}5$ V) rezultă următoarea expresie simplificată pentru tensiunea de ieşire a inversorului, în conducţie

$$U_{om}\approx\frac{(U_{DD}-U_P)^2}{2\left[(U_{DD}-2U_P)\left(\frac{\beta_1}{\beta_2}+1\right)+U_P\right]}. \tag{8.11}$$

Dacă se neglijează $U_P$ faţă de $U_{DD}$ şi 1 faţă de raportul $\frac{\beta_1}{\beta_2}>10$, se obţine următoarea relaţie simplă

$$U_{om}\approx\frac{U_{DD}}{2\beta_1/\beta_2}. \tag{8.12}$$

În majoritatea aplicaţiilor se utilizează metoda grafică ; în acest caz tensiunea la ieşirea inversorului se obţine prin suprapunerea caracteristicii $I_D(U_{DS})$ a TEC-MIS de sarcină peste caracteristica de ieşire a TEC-MIS de comandă. În cazul inversorului din fig. 8.4, *a*, pentru care TEC-MIS de sarcină funcţionează în regim de saturaţie

$$U_{DS}(T_2)=U_{DD}-U_o \quad (U_{S(T_2)}=U_{om}) \tag{8.13}$$

$$U'_{GS\,(T_2)}=U_{DD}-U_P-U_o$$

$$I_{D\,(T_2)}=-\frac{\beta_2}{2}(U_{DD}-U_P-U_o)^2$$

iar în cazul inversorului din fig. 8.4, *b*, pentru care TEC-MIS de sarcină funcționează în regim nesaturat,

$$U_{DS\,(T_2)}=U_{DD}-U_o$$

$$U'_{GS\,(T_2)}=U_{GG}-U_P-U_o \qquad (8.14)$$

$$I_{D\,(T_2)}=-\beta_2[U_{DS\,(T_2)}U'_{GS\,(T_2)}-U^2_{DS\,(T_2)}/2]=$$

$$=-\beta_2\left[(U_{DD}-U_o)(U_{GG}-U_P-U_o)-\frac{(U_{DD}-U_{om})^2}{2}\right].$$

În fig. 8.5 este prezentată caracteristica $I_D(U_{DS})$ a TEC-MIS de sarcină $T_2$ suprapusă peste o familie de caracteristici $I_D(U_{DS})$ a TEC-MIS de comandă $T_1$, pentru un inversor cu timp de comutație mic (6 ns), cu tensiunea la ieșire corespunzătoare nivelului logic 1, $U_{oM}\geqslant 8$ V și cea corespunzătoare nivelului logic 0 $U_{om}\leqslant 0{,}5$ V.

Familia de caracteristici $I_D(U_{DS})$ a TEC-MIS de comandă $T_1$ s-a construit prin puncte, cu ipoteza simplificatoare că pentru $U_{DS}\geqslant U_{DSsat}$, curentul prin tranzistor este constant și egal cu valoarea $I_{Dsat}$.

Caracteristica TEC-MIS de sarcină $T_2$ s-a obținut tot prin puncte, utilizînd relațiile (8.13) avînd în vedere că tranzistorul lucrează în regim de saturație. De exemplu :

Punctul $A$ s-a obținut astfel :

Pentru $|U_o|=|U_{om}|=0{,}5$ V.

$$|U_{DS\,(T_2)}|=|U_{GS\,(T_2)}|=|U_{DD}-U_{om}|=15-0{,}5=14{,}5\text{ V}.$$

Cu (8.13) se găsește

$$I_{D\,(T_2)}=5{,}85\text{ mA}=I_{D\,(T_1)}.$$

Punctul $A$ are coordonatele 0,5 V și 5,85 mA.

Punctul $B$ s-a obținut pentru $u_0=9$ V astfel

$$|U_{DS\,(T_2)}|=|U_{GS\,(T_2)}|=|U_{DD}-U_o|=15-9=6\text{ V}.$$

$$I_{D\,(T_2)}=0{,}38\text{ mA}.$$

Punctul $B$ are coordonatele 9 V și 0,38 mA.

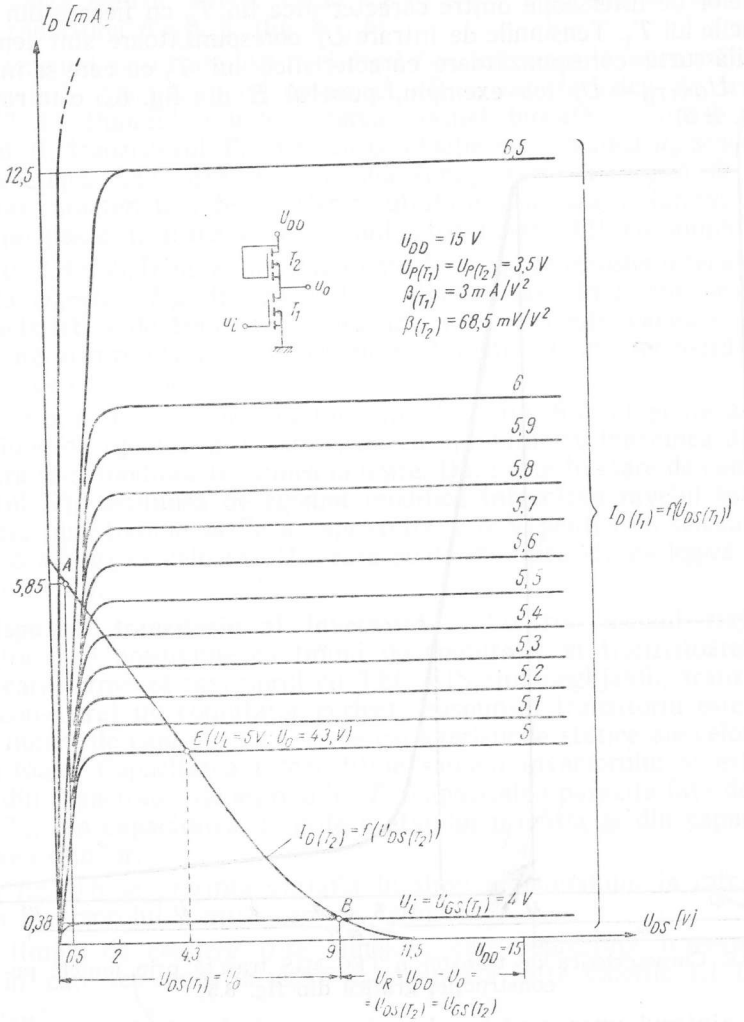



Fig. 8.5. Caracteristica TEC-MIS de sarcină suprapusă peste caracteristicile de ieșire ale TEC-MIS de comandă.

Caracteristica de transfer reprezentată în fig. 8.6, s-a obţinut prin puncte, cu ajutorul fig. 8.5. Tensiunile de ieşire $U_o$ sînt date de abscisele punctelor de intersecţie dintre caracteristica lui $T_2$ cu fiecare din caracteristicile lui $T_1$. Tensiunile de intrare $U_i$ corespunzătoare sînt tensiunile de grilă-sursă corespunzătoare caracteristicii lui $T_1$ cu care se intersectează, $U_{GS(T_1)} = U_i$ (ca exemplu, punctul $E$ din fig. 8.5 este reprodus pe fig. 8.6).

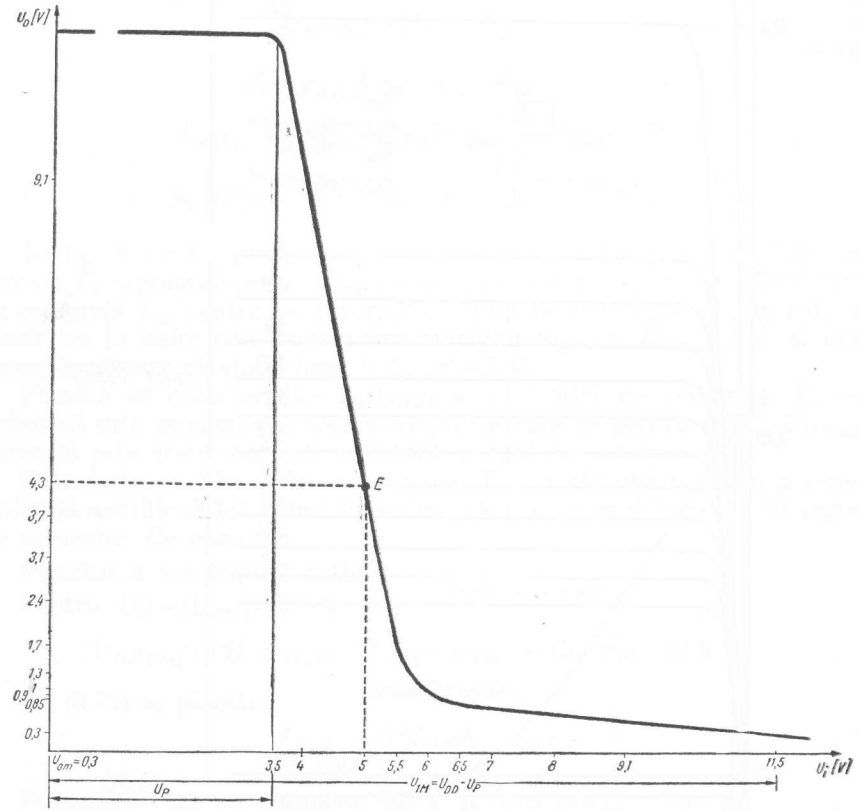



Fig. 8.6. Caracteristica de transfer a TEC-MIS trasată prin puncte pe baza construcţiei grafice din fig. 8.5.

Cu ajutorul unor modele adecvate care să descrie funcţionarea atît a TEC-MIS de sarcină cît şi a celui de comandă, caracteristica de transfer se poate trasa direct cu ajutorul unui calculator şi a unui trasor de curbe (de ex. HP 9 100 A şi HP 9 125 A).



În fig. 8.7 sînt prezentate caracteristicile de transfer ale unui inversor cu TEC-MIS pentru diverse valori ale tensiunii $U_{GG}$ (fig. 8.7, *a*) respectiv ale raportului $K=\beta_2/\beta_1$ (fig. 8.7, *b*).

La tensiuni de intrare mai mici decît $U_P$, tensiunea la ieşire are valoarea maximă: porţiunea orizontală $A$—$B$ a caracteristicii de transfer (fig. 8.7, *b*). Punctul $A$ indică starea normal blocată — cînd se atinge punctul $B$, tranzistorul $T_1$ intră în conducţie şi tensiunea $u_0$ scade; în această etapă, TEC-MIS de comandă funcţionează în regim de saturaţie, iar caracteristica de transfer rezultată este liniară. Polarizat astfel, montajul poate fi utilizat ca amplificator liniar [14] cu amplificarea $\sqrt{\beta_1/\beta_2}$ (v. §. 4.6.2). În punctul $C$ unde caracteristica de transfer intersectează dreapta $U_0=U_i-U_P$, tranzistorul $T_1$ funcţionează în regim nesaturat şi caracteristica de transfer se curbează. De aceea este valabilă relaţia (8.9), care prin rezolvare dă alura curbei. Punctul $D$ caracterizează starea normală de conducţie.

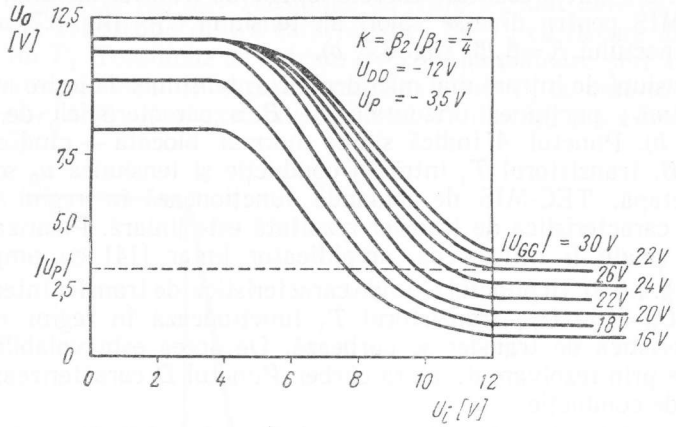
Inversorul în stare blocată (punctul $A$ în fig. 8.7, *b*) poate accepta o tensiune de zgomot la intrare egală cu aproximativ tensiunea de prag $U_P$, fără să-şi modifice tensiunea la ieşire. Dacă este în stare de conducţie (punctul $D$), tensiunea de zgomot modifică întrucîtva nivelul tensiunii la ieşire, însă trebuie să fie de aproximativ 5 V pentru ca tensiunea la ieşire să ajungă la valoarea $U_P$, care poate modifica starea logică a etajului următor.

**Răspunsul tranzitoriu al inversorului.** Pentru calculul regimului tranzitoriu se presupune că timpii de comutaţie ai tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$ care formează inversorul cu TEC-MIS sînt neglijabili, tranzistorul fiind considerat un comutator perfect; răspunsul tranzitoriu este influenţat numai de capacitatea $C$ şi de caracteristicile statice ale celor două tranzistoare. Capacitatea $C$ constituie sarcina inversorului şi este formată din capacitatea de ieşire a lui $T_1$, capacitatea parazită faţă de masă a lui $T_2$, din capacitatea de grilă a etajului următor şi din capacitatea interconexiunilor.

În fig. 8.8 se prezintă variaţia în timp a semnalului la intrarea şi ieşirea inversorului, pentru care se defineşte:

— timpul de creştere (rise time) $t_r$, care reprezintă intervalul de timp în care tensiunea la ieşire $u_o$ evoluează între valorile 1,1 $U_{om}$ şi 0,9 $U_{oM}$;

— timpul de descreştere (fall time) $t_f$, care este intervalul de timp necesar ca tensiunea de ieşire $u_0$ să evolueze între limitele 0,9 $U_{oM}$ şi 1,1 $U_m$.



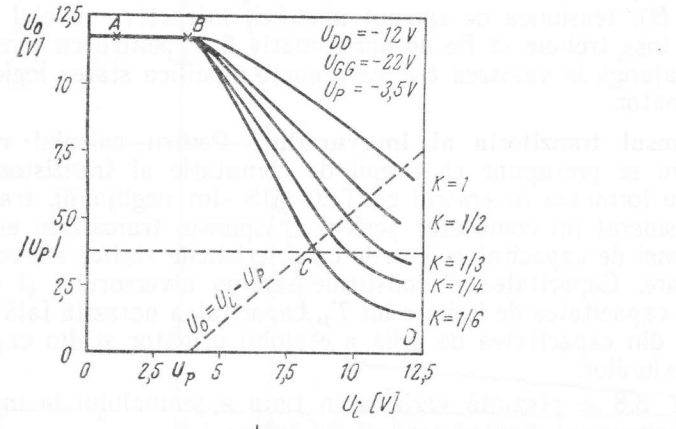




Fig. 8.7. Caracteristicile de transfer ale inversorului cu TEC-MIS :

*a* — pentru diverse valori ale tensiunii pe grilă $U_{GG}$; *b* — pentru diverse valori ale raportului $K = \frac{\beta_2}{\beta_1}$.



*Timpul de creştere* ($t_r$) *în cazul TEC-MIS cu sarcină saturată.* În fig. 8.9 se prezintă, circuitul inversor cu TEC-MIS de sarcină în regim saturat.

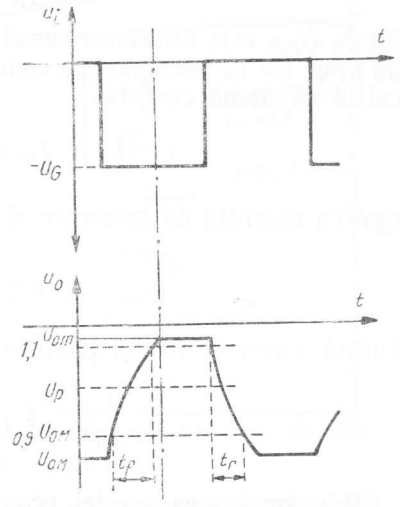



Fig. 8.8. Definirea timpilor de creştere ($t_r$) şi descreştere ($t_f$) ai semnalului de la ieşire, corespunzător aplicării la intrare a nivelelor logice 0 şi 1.

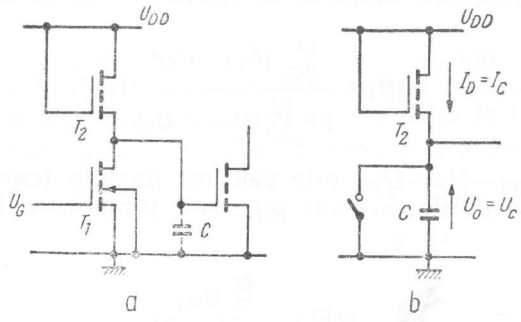



Fig. 8.9. Schema de principiu a inversorului în cazul analizei procesului tranzitoriu de blocare (turn-off) :

*a* — inversorul ; *b* — circuitul echivalent pentru calculul timpului de creştere $t_r$.

Cînd pe grilă se aplică un impuls (fig. 8.9, *a*) corespunzător unei tensiuni nule sau pozitive tranzistorul de comandă $T_1$ se blochează şi condensatorul $C$ se încarcă prin intermediul tranzistorului de sarcină $T_2$.

Tensiunea efectivă aplicată pe grila tranzistorului de sarcină

$$u'_{G\,(T_2)}=U_{DD}-U_P-u_o \tag{8.15}$$

(unde $U_{DD}$ este tensiunea sursei de alimentare pe drenă, $U_P$ tensiunea de prag, iar $u_o$ tensiunea pe condensatorul $C$ de ieşire) provoacă în circuitul de drenă curentul

$$I_D=-\frac{\beta}{2}U'^2_G \tag{8.16}$$

egal cu curentul de încărcare al condensatorului $C$

$$I_D=I_C=-C\frac{du_o}{dt} \tag{8.17}$$

Ţinînd seama de (8.15), relaţia (8.17) se scrie sub forma

$$\frac{du_o}{dt}=\frac{\beta}{2C}(U_{DD}-U_P-u_o)^2 \tag{8.18}$$

Prin rezolvarea acestei ecuaţii rezultă variaţia tensiunii la ieşirea inversorului şi mărimea timpului de creştere

$$u_o(t)=\frac{\frac{\beta t}{2C}(U_{DD}-U_P)^2}{1+\frac{\beta t}{2C}(U_{DD}-U_P)}. \tag{8.19}$$

Deoarece $U_{DD}-U_P=U_{fin}$ este valoarea finală a tensiunii de ieşire la $t=\infty$, ecuaţia (8.19) se poate scrie sub următoarea formă normalizată

$$\frac{u_o(t)}{U_{fin}}=\frac{\frac{\beta t}{C}U_{fin}}{2+\frac{\beta t}{C}U_{fin}}. \tag{8.20}$$

Fig. 8.10 prezintă o comparaţie între variaţia tensiunii la ieşire cu timpul pentru un condensator încărcat printr-un TEC-MIS în regim saturat (curba $A$) şi acelaşi condensator încărcat printr-un rezistor fix de valoare $1/g_m$, unde $g_m=\beta U'_G$. Deoarece $U'_G$ este o mărime variabilă, în fig. 8.10 i s-au fixat trei valori diferite (curbele $B$, $C$, $D$).



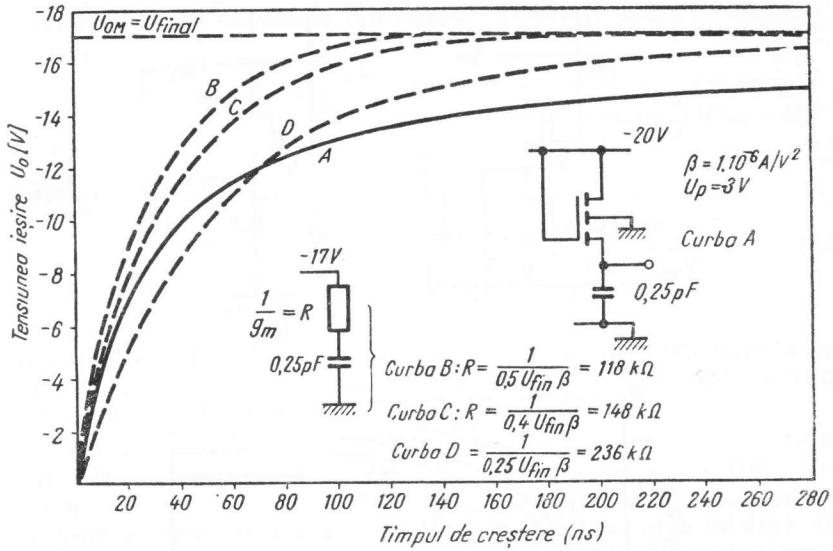



Fig. 8.10. Variaţia în timp a tensiunii la ieşirea inversorului $u_0(t)$, în cazul TEC-MIS de sarcină saturat în timpul procesului de blocare (turn-off).

*Timpul de creştere ($t_r$) in cazul TEC-MIS cu sarcină nesaturată.* Circuitul inversor cu TEC-MIS de sarcină nesaturată este reprezentat în figura 8.11, *a*, iar circuitul echivalent pentru analiză în fig. 8.11, *b*.

Curentul de drenă prin TEC-MIS de sarcină este dat de relaţia

$$I_D=\beta\left[U'_G U_{DS}-\frac{U^2_{DS}}{2}\right] \tag{8.21}$$

unde

$$U'_G=U_{GG}-U_o-U_P \tag{8.22}$$

$$U_{DS}=U_{DD}-U_o$$

Ca şi în cazul anterior, deoarece curentul de drenă este egal cu curentul de încărcare a condensatorului (v. rel. 8.17),

$$du_o=I_D dt/C \tag{8.23}$$

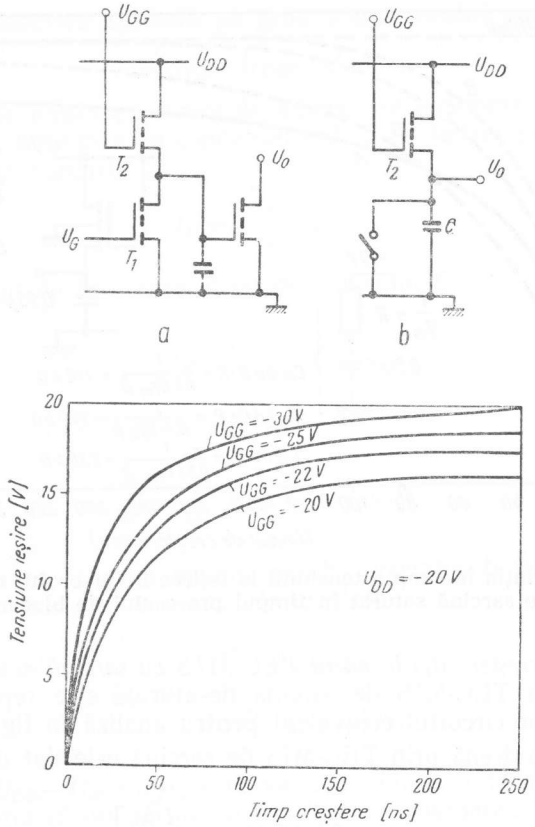



Fig. 8.11. Efectul variaţiei tensiunii $U_{GG}$ asupra timpului de creştere în cazul inversorului cu TEC-MIS de sarcină nesaturat.

care trebuie integrată :

$$\int_0^{U_{fin}} \mathrm{d}u_o = \int_0^t I_D \mathrm{d}t/C$$

sau (8.24)

$$\int_0^{U_{fin}} \frac{\mathrm{d}u_o}{I_D} = \int_0^t \frac{1}{C}\,\mathrm{d}t.$$



Înlocuind în (8.24) expresiile din relaţiile (8.21) şi (8.22) se obţine

$$\int_0^t \frac{\beta}{C}\,\mathrm{d}t = \frac{\beta t}{C} = \int_0^{U_{fin}} \frac{\mathrm{d}u_o}{(U_{GG}-U_P-u_o)(U_{DD}-u_o)-\frac{1}{2}(U_{DD}-u_o)^2} \tag{8.25}$$

Din aceasta rezultă

$$\frac{u_o(t)}{U_{DD}} = \frac{\{1-\exp[(-\beta t/C)(U_{GG}-U_P-U_{DD})]\}}{1+\frac{U_{DD}\exp[-(\beta t/C)(U_{GG}-U_P-U_{DD})]}{U_{DD}-2U_P-2U_{GG}}} \tag{8.26}$$

De remarcat este faptul că în acest caz valoarea finală a tensiunii la ieşire este $U_{DD}$. Curbele din fig. 8.11, *c* ilustrează efectul modificării tensiunii $U_{GG}$ asupra timpului de creştere al inversorului.

*Timpul de descreştere* ($t_f$). În cazul cînd tensiunea de la intrare se modifică instantaneu de la o valoare nulă la valoarea maximă $-U_G$ (fig. 8.8) timpul de descreştere ($t_f$) reprezintă timpul în care tensiunea de la ieşire scade de la valoarea maximă $U_{oM}$ la valoarea minimă $U_{om}$. Cînd TEC-MIS de sarcină $T_2$ este în regim saturat, $T_1$ poate lucra în regim saturat sau nesaturat; corespunzător regimului în care lucrează $T_1$, timpul de descreştere constă din două părţi distincte. Cînd tranzistorul de comandă $T_1$ al inversorului (fig. 8.12, *a*) începe să conducă, el este iniţial în stare normal saturată, punctul *A* din fig. 8.13, *a*. Condensatorul *C* este încărcat la tensiunea $U_{oM}$ corespunzătoare stării blocate a inversorului. Cînd $T_1$ intră în conducţie şi condensatorul *C* se descarcă prin el, se atinge un punct cînd $U_{DS}=U'_G$ de la care $T_1$ funcţionează în regim nesaturat (punctul *C* din fig. 8.13, *a*). În acest caz

$$u_o = U_{oM} - \frac{1}{C}\int_0^t I\,\mathrm{d}t = U_{oM} - \frac{\beta U'^2_G t}{2C} \tag{8.27}$$

Începînd cu tensiunea maximă la ieşire $U_{oM}$ (cînd $T_1$ era saturat) pînă la limita de saturaţie, (punctul de funcţionare de pe caracteristică se mută din *B* în *C* fig. 8.13, *a*) timpul de funcţionare în regim saturat este dat de

$$t_{sat} = \frac{2C(U_{oM}-U_o)}{\beta U'^2_G} \tag{8.28}$$

unde $U_o = U_{DS} = U'_G$.

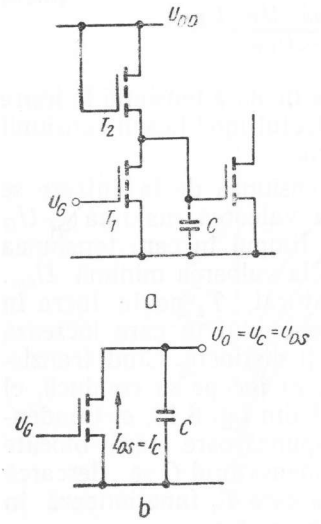



Fig. 8.12. Schema de principiu a inversorului în cazul analizei procesului tranzitoriu de conducție (turn-on):
*a* — inversorul; *b* — schema echivalentă pentru analiza timpului de descreștere.

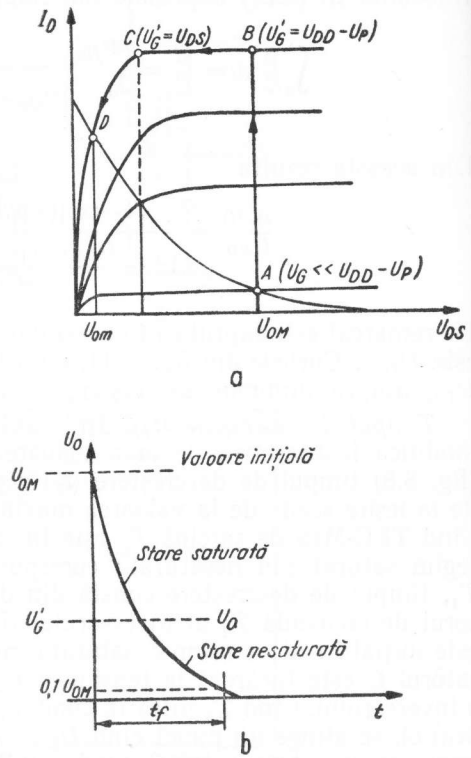



Fig. 8.13. Procesul de intrare în conducție al inversorului:
*a* — variația punctului de funcționare pe caracteristicile statice ale TEC; *b* — tranziția din starea saturată în starea nesaturată.

Ecuația (8.28) evidențiază variația liniară a tensiunii la ieșire în timpul cît dispozitivul este în stare saturată.

În stare nesaturată, punctul de funcționare se mută din $C$ în $D$ și

$$-\mathrm{d}u_o = (I_D/C)\mathrm{d}t = \frac{\beta}{C}\left[U'_G U_{DS} - (U^2_{DS}/2)\right]\mathrm{d}t = \frac{\beta}{C}\left[U'_G U_o - (U^2_o/2)\right]\mathrm{d}t$$



din care rezultă timpul de descreștere în regiunea nesaturată

$$t_{nesat} = -\frac{C}{\beta U'_G}\ln\frac{U_o}{U'_G - U_o}. \tag{8.30}$$

Pentru o scădere a tensiunii de la valoarea inițială a tensiunii de ieșire $U_{oM} = U'_G = U_{DD} - U_P$ la 0,1 din această valoare adică la 0,1 $U'_G$

$$t_{nesat} = t(100\%\text{ la }10\%U_{oM}) = \frac{C}{\beta U'_G}\ln\frac{0{,}1U'_G}{U'_G - 0{,}1U'_G} = \frac{C}{\beta U'_G}\ln\frac{0{,}1}{0{,}9} \approx 2{,}95\frac{C}{\beta U'_G}. \tag{8.31}$$

Timpul total de descreștere este suma timpilor dați de relațiile (8.28) și (8.31)

$$t_f = \frac{C}{\beta U_G}\left[\frac{2\,(U_{oM} - U'_G)}{U'_G} + 2{,}95\right]. \tag{8.32}$$

Variația tensiunii la ieșire în timp, de la starea logică 1 la starea logică 0, este reprezentată în figura 8.13, *b*.

### 8.2.3. CIRCUITE LOGICE STATICE CU TEC-MIS

Se numesc circuite logice circuitele care permit realizarea funcțiilor booleene elementare de două sau mai multe variabile. Orice funcție booleană se poate exprima prin funcțiile: *negare* (NU), *disjuncție* (SAU) și *conjuncție* (SI). Aceste trei funcții formează un sistem complet de funcții booleene.

Există și alte sisteme complete de funcții booleene. Astfel, de exemplu, funcțiile NICI (NOR) și NUMAI (NAND) formează un sistem complet de funcții booleene, deoarece funcțiile NU, SAU și SI se pot exprima cu ajutorul funcțiilor NICI și NUMAI.

În fig. 8.14 se prezintă simbolurile utilizate pentru reprezentarea porților SI, SAU, NICI, NUMAI.

**Circuite NICI (NOR) și NUMAI (NAND) cu TEC-MIS.** În fig. 8.15, *a* se reprezintă o poartă simplă NICI cu două intrări, realizată cu trei TEC-MIS, cu canal *p* indus. Tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ acționează ca tranzistoare de comandă, iar $T_3$ ca rezistență de sarcină. Se constată asemănarea cu inversorul cu TEC-MIS cu excepția că aceste circuite au două sau mai multe tranzistoare de comandă în paralel. Utilizînd logica negativă*),

*) Logica negativă, caracterizată prin 1 = −*U* și 0 = 0 V, este utilizată în cazul porților logice cu TEC−MIS cu canal *p*. În cazul TEC-MIS complementare se utilizează logica pozitivă, caracterizată prin 1 = +UV și 0 = 0 V.

cînd cele două intrări sînt la potenţial minim, ambele TEC-MIS sînt blocate şi tensiunea la ieşire este apropiată de valoarea $U_{DD}$. Dacă una din intrări se găseşte la potenţialul maxim, apropiat de $U_{DD}$ (nivel logic 1) tensiunea la ieşirea porţii scade la valoarea minimă (nivel logic 0 la ieşire).

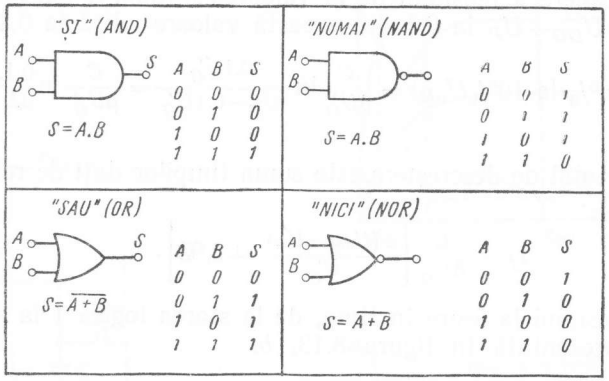



Fig. 8.14. Simboluri utilizate pentru reprezentarea circuitelor logice elementare.

În fig. 8.15, *b* se arată dispunerea a trei TEC-MIS pentru a forma o poartă NUMAI. Tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$ constituie elementele de comandă ale porţii, iar $T_3$, rezistenţa de sarcină. Potenţialul la ieşirea porţii este minim numai în cazul cînd ambele tranzistoare $T_1$ şi $T_2$ sînt în stare de conducţie.

Notînd cu $Z$ lungimea grilei şi $L$ lăţimea acesteia, raportul dintre $Z/L$ al tranzistoarelor de comandă şi $Z/L$ al tranzistorului de sarcină este factorul determinant pentru performanţele unui inversor. În mod normal, la un inversor simplu acest „raport la raport" se găseşte în limitele 20 şi 50 : de exemplu, un dispozitiv de comandă cu dimensiunile canalului 40 $\mu \times 10$ $\mu$, cu dispozitiv de sarcină cu dimensiunile canalului 10 $\mu \times 50$ $\mu$ realizează un raport de 20 : 1.

Pentru ca la ieşirea circuitului din fig. 8.15, *b* să se obţină un nivel de tensiune tot atît de coborît ca în cazul inversorului, cu „raportul de raport" anterior, este necesar ca efectul combinat al tranzistoarelor de comandă $T_1$, $T_2$ şi al tranzistorului de sarcină $T_3$ să fie echivalent cu al unui singur dispozitiv cu raportul $Z/L = 40/10 = 4$, dacă tranzistorul de sarcină rămîne neschimbat. Ca să se obţină acest raport pentru două TEC-MIS conectate în serie, fiecare din cele două dispozitive trebuie să aibă $Z/L = 8$. Rezultă că cele două TEC-MIS de comandă ($T_1$ şi $T_2$) trebuie să aibă fiecare dimensiunile canalului 80 $\mu \times 10$ $\mu$, crescînd prin aceasta lăţimea tranzistoarelor faţă de cazul anterior. Poarta logică NICI furnizează acelaşi nivel, coborît, al tensiunii de ieşire ca şi poarta NUMAI, dar ocupă aproximativ jumătate din suprafaţa acesteia. În plus, fiecare



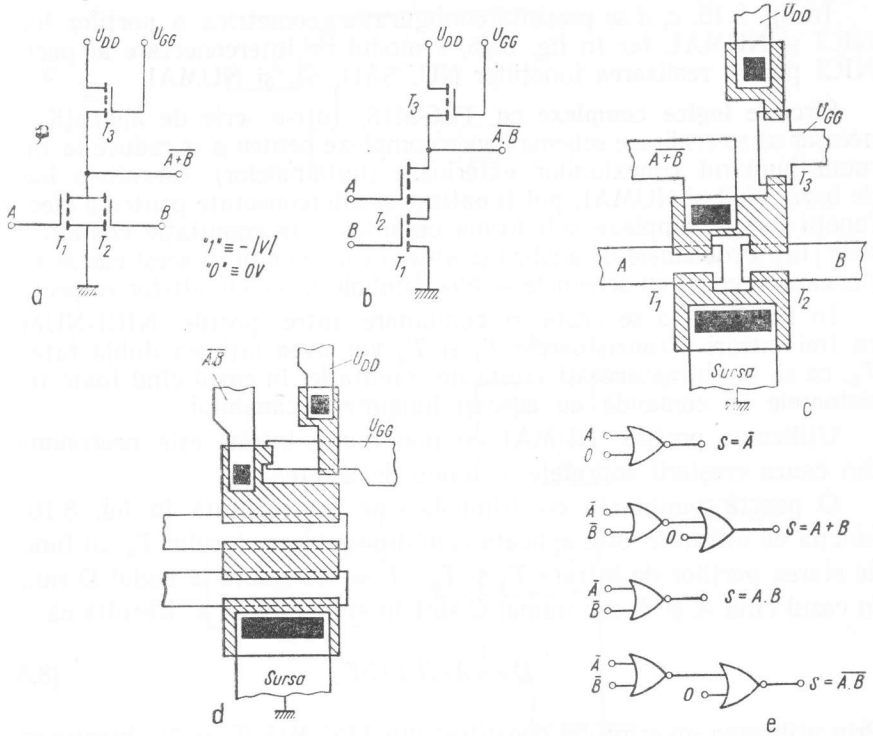



Fig. 8.15. Porţi cu TEC-MIS :
*a* — poarta NICI; *b* — poarta NUMAI; *c*, *d* — configuraţia geometrică superficială a porţilor NICI şi NUMAI; *e* — interconectarea porţilor NICI pentru obţinerea funcţiilor NU; SAU; ŞI NUMAI.

suprafaţă a oxidului de grilă al tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$ este jumătate din suprafaţa corespunzătoare a grilelor tranzistoarelor circuitului NUMAI şi, prin urmare, fiecare dispozitiv de comandă din poarta NICI are capacitatea mai mică decît capacitatea dispozitivelor din poarta NUMAI. Dacă cele două circuite sînt comandate de acelaşi tip de inversor, poarta NICI va avea timp de răspuns mai mic decît poarta NUMAI. Rezultă că circuitul logic NICI prezintă avantaje economice datorită suprafeţei

mici pe care o ocupă şi datorită raportului viteză/putere consumată mai mare decît cel realizat de circuitul logic NUMAI. Circuitul logic NICI poate fi considerat circuit fundamental, deoarece cu ajutorul lui se pot realiza diverse funcţii logice complexe.

În fig. 8.15, *c*, *d* se prezintă configuraţia geometrică a porţilor logice NICI şi NUMAI, iar în fig. 8.15, *e* modul de interconectare al porţilor NICI pentru realizarea funcţiilor NU, SAU, SI, şi NUMAI.

**Circuite logice complexe cu TEC-MIS.** Într-o serie de aplicaţii este necesar să se realizeze scheme logice complexe pentru a se reduce la minimum numărul conexiunilor exterioare (terminalelor). Circuitele logice de bază NICI şi NUMAI, pot fi extinse şi interconectate pentru a efectua funcţii logice complexe sub forma circuitelor de comutaţie combinaţionale [15]. Problemele de analiză şi sinteză care se pun în acest caz se soluţionează operînd cu schemele — bloc simbolice, ale circuitelor respective.

În fig. 8.16, *a* se arată o combinare între porţile NICI-NUMAI cu trei intrări. Tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$ vor avea lăţimea dublă faţă de $T_3$, ca să se obţină aceeaşi viteză de comutaţie, în cazul cînd toate tranzistoarele de comandă au aceeaşi lungime a canalului.

Utilizarea porţilor NUMAI cu mai multe intrări este neeconomică din cauza creşterii suprafeţei ocupate de acestea.

O poartă combinată condiţională este reprezentată în fig. 8.16 *b*, funcţia de intrare $F$ este aplicată condiţional tranzistorului $T_4$, în funcţie de starea porţilor de intrare $T_1$ şi $T_2$ : $F$ se transmite la nodul D numai în cazul cînd $A$ şi $B$ sau numai $C$ sînt în starea logică 1. Rezultă că

$$D=(A\cdot B+C)F \tag{8.33}$$

Prin utilizarea inversorului constituit din TEC-MIS $T_4$ şi $T_6$, funcţia care se obţine la ieşire este

$$U_o=\overline{D}=\overline{(AB+C)\cdot F} \tag{8.34}$$

Tranzistorul $T_5$ este un dispozitiv de sarcină caracterizat prin lungimea mare a canalului (conductanţă mică) pentru ca să nu scurtcircuiteze semnalul mare din nodul $D$, unde el acţionează ca un divizor de tensiune. Acest tranzistor serveşte şi pentru descărcarea sarcinii de pe grila lui $T_4$ în timpul cînd acesta este blocat.



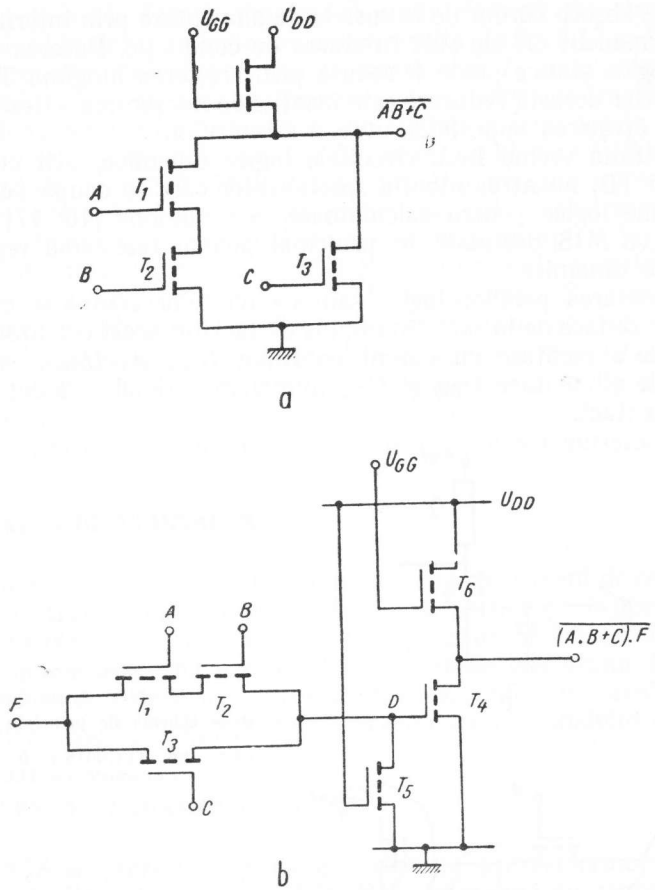



Fig. 8.16. Circuite logice cu TEC-MIS :
*a* — circuit realizat prin combinarea porţilor NICI-NUMAI; *b* — circuit logic combinat condiţional.

## 8.3. CI LOGICE DINAMICE CU TEC-MIS.

Circuitele de comutaţie elementare prezentate sînt analoge cu circuitele cu tranzistoare bipolare prin aceea că starea lor logică este definită prin nivele logice de curent continuu atît la intrare cît şi la ieşire. Aceste

elemente absorb curent de la sursele de alimentare prin intermediul TEC-MIS permanent cît ele sînt în starea de conducţie. Puterea de disipaţie în CI logice statice poate fi redusă prin creşterea lungimii TEC-MIS de sarcină, dar această reducere este însoţită de micşorarea vitezei de comutaţie şi creşterea suprafeţei utile a circuitului.

În ultima vreme însă, circuitele logice dinamice, atît cu TEC-MIS cît şi cu TB, au atras atenţia specialiştilor care se ocupă de elaborarea de scheme logice pentru calculatoare. S-au descris [16, 17] o serie de dispozitive MIS destinate în principal pentru realizarea registrelor de deplasare dinamice.

Alimentarea porţilor logice sau a circuitelor complexe cu elemente dinamice se face de la surse în impuls de tact (în acest caz lipsesc complet sursele de alimentare cu curent continuu $U_{DD}$ şi $U_{GG}$), sau de la sursele de alimentare $U_{DD}$ şi $U_{GG}$ numai în perioada cît acţionează impulsul de tact.

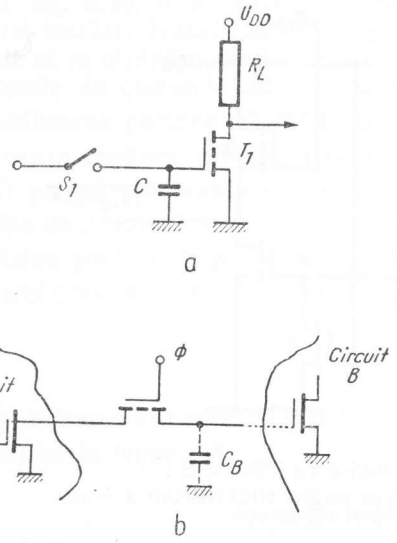



Fig. 8.17. Elemente de circuite logice dinamice:
*a* — **schemă de principiu ilustrînd** capacitatea de stocare a informaţiei de către un **TEC-MIS**; *b* — **poartă de** transmisie cu TEC-MIS.

În structură integrată, elementele dinamice se realizează mai comod cu TEC-MIS decît cu TB. În acest caz, pentru stocarea informaţiilor se foloseşte rezistenţa mare de intrare a TEC-MIS şi capacitatea parazită faţă de electrodul de masă a grilei. În elementele dinamice integrate cu TB, pentru păstrarea de scurtă durată a unei informaţii se pot folosi condensatoare sau posibilitatea acumulării sarcinilor electrice în baza TB.



Principiul de bază, foarte simplu, al unui element de stocare cu TEC-MIS, folosit în circuitele logice dinamice rezultă din fig. 8.17, *a*. Un semnal de intrare este aplicat pe grila tranzistorului $T_1$ prin intermediul întrerupătorului $S_1$ şi încarcă la tensiunea de intrare condensatorul $C$. Cînd $S_1$ se deschide, $C$ rămîne încărcat, polarizînd în felul acesta tranzistorul $T_1$ fie în sensul de conducţie (on) fie în cel de blocare (off), în funcţie de condiţiile de circuit. Deoarece în circuitul de grilă nu se pierde decît o cantitate infimă de sarcină, condensatorul C păstrează — său memorează — informaţia pînă cînd un nou semnal se aplică la intrarea lui $T_1$ prin intermediul întrerupătorului $S_1$. Ieşirea de la această „celulă de memorare" se ia de la drena lui $T_1$. Întrerupătorul $S_1$ este tot un TEC-MIS cunoscut sub denumirea de „poartă de transmisie" (fig. 8.17, *b*).

În practică, stocarea informaţiei pe condensatorul $C$ nu durează un timp infinit de lung. Timpul maxim de stocare pentru acest tip de circuit este determinat de mărimea capacităţii $C$, de mărimea rezistenţei întrerupătorului $S_1$ şi de mărimea rezistenţei de intrare a tranzistorului $T_1$.

### 8.3.1. POARTA DE TRANSMISIE

Poarta de transmisie în care TEC funcţionează ca element de comutaţie analogică este tratată în capitolul 7. În cazul circuitelor logice ea serveşte pentru izolarea, controlată printr-un impuls de tact, a două circuite $A$ şi $B$ (fig. 8.17, *b*). Semnalul din $A$ se transmite circuitului $B$ numai în cazul cînd poarta de transmisie este deschisă, adică în cazul cînd $\Phi$ se află în stare logică 1 ($\Phi$ reprezintă caracteristica semnalului de tact).

### 8.3.2. INVERSORUL DINAMIC CU TEC-MIS

În fig. 8.18 se prezintă schema de principiu a inversorului dinamic sau de curent alternativ (c.a) cu TEC-MIS, împreună cu reprezentarea sa simbolică.

În momentul în care semnalul de tact $\Phi$ este în starea logică 0, atît $T_2$ cît şi $T_3$ sînt blocate şi la ieşire nu se transmite semnal. Cînd semnalul de tact este în starea logică 1, atît $T_2$ cît şi $T_3$ conduc şi la ieşire apare semnal în funcţie de nivelul logic de la intrarea lui $T_1$: dacă $T_1$ este blocat, punctul $N$ se găseşte la potenţialul $U_{DD}$, care se transmite prin $T_3$ la ieşire încărcînd condensatorul $C$ al dispozitivului următor. Dacă $T_1$ conduce, ca urmare a nivelului 1 la intrarea sa, potenţialul punctului $N$ este minim.

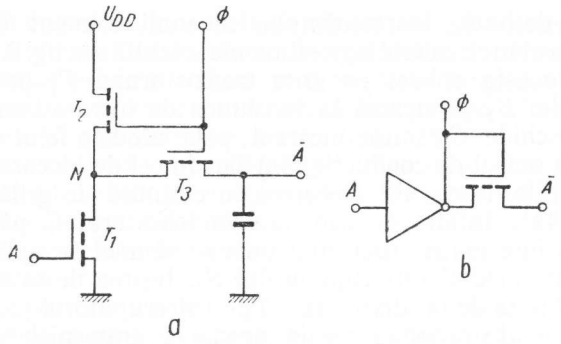



Fig. 8.18. Inversor dinamic cu TEC-MIS :
*a* — schema de principiu ; *b* — reprezentarea simbolică.

### 8.3.3. CIRCUITE LOGICE DINAMICE CU TEC-MIS

Structura inversorului de c.a. stă la baza circuitelor logice elementare dinamice.

În fig. 8.19, *a* este reprezentată poarta logică dinamică NICI, iar în fig. 8.19, *b* poarta logică dinamică NUMAI.

Structura de inversor dinamic, combinată cu porţile NICI şi NUMAI formează o serie de blocuri funcţionale cu largi aplicaţii practice. O poartă NICI (fig. 8.19, *a*) cu semnal de tact $\Phi_1$ în serie cu un inversor (figura 8.18), cu semnal de tact $\Phi_2$, realizează o poartă SAU cu întîrziere de 1 bit (fig. 8.20, *a*) iar o poartă NUMAI urmată de un inversor, cu semnalele de tact aplicate ca în cazul anterior, constituie o poartă SI cu întîrziere de 1 bit (fig. 8.20, *b*). În aceste configuraţii semnalul de la intrare este introdus în ritmul impulsului de tact $\Phi_1$, prin prima poartă, la capacitatea de grilă a inversorului, unde este stocat între impulsurile de tact. Apoi, datorită impulsului de tact $\Phi_2$ semnalul trece prin inversor şi se stochează în poarta următoare pînă acţionează din nou $\Phi_1$. Cînd nu este necesară nici o întîrziere a informaţiei, toate semnalele de tact vor avea aceeaşi fază.

Ca să se asigure transmiterea convenabilă a datelor, cele două semnale de tact, $\Phi_1$ şi $\Phi_2$ nu trebuie să aibă simultan nivelul logic 1. De asemenea, constanta de timp a reţelei capacitive trebuie să fie mai mare decît perioada de timp dintre fronturile lui $\Phi_1$ şi $\Phi_2$.

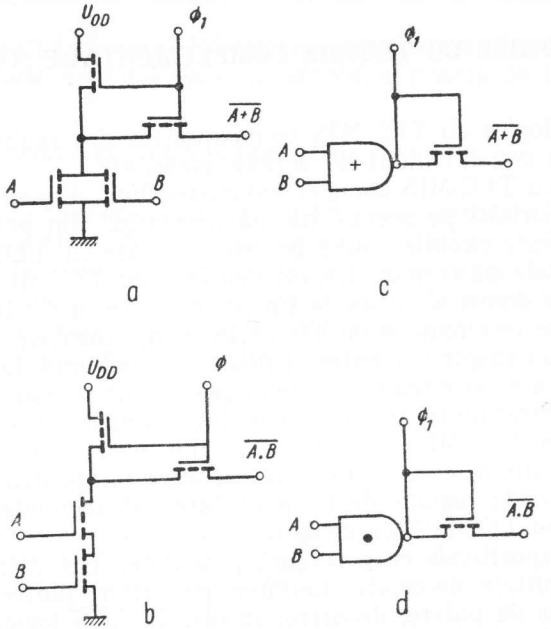



Fig. 8.19. Circuite logice elementare dinamice :
*a* — circuit NICI ; *b* — circuit NUMAI ; *c*, *d* — reprezentarea lor simbolică.

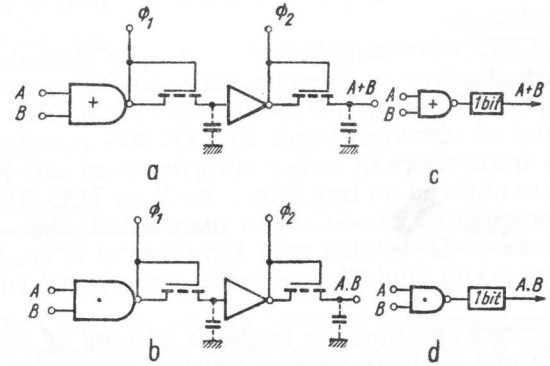



Fig. 8.20. Porţi logice dinamice cu TEC-MIS :
*a* — poarta SAU ; *b* — poarta ŞI ; *c*, *d* — reprezentarea lor simbolică.

## 8.4. CI LOGICE CU TEC-MIS COMPLEMENTARE (COSMOS*)

Circuitele logice cu TEC-MIS convenționale sînt realizate cu dispozitive MIS cu canalul indus de aceeași polaritate.

Circuitele cu TEC-MIS complementare combină dispozitive cu canale de ambele polarități pe aceeași pastilă de siliciu. Din punct de vedere constructiv aceste circuite diferă de cele realizate cu TEC-MIS de aceeași polaritate. După cum se știe, cel mai familiar TEC-MIS, cel cu canal $p$, are regiunile drenei și sursei de tip $p^+$, difuzate în siliciul substrat de tip $n$. Deoarece în circuitele cu TEC-MIS complementare elementul de bază nu este un singur tranzistor ci două în serie (unul de tip $p$ și celălalt de tip n) ca acest circuit să se realizeze practic se pornește de la același siliciu substrat de tip $n$, în care, pe lîngă difuzia $p^+$ pentru regiunile sursei și drenei TEC-MIS cu canal $p$, se difuzează și o regiune, relativ mai mare, de tip $p$, care se folosește ca substrat pentru TEC-MIS cu canal $n$. În această regiune de tip $p$ se difuzează regiunile $n^+$ ale sursei și drenei pentru TEC-MIS cu canal $n$.

Față de dispozitivele cu o singură polaritate, TEC-MIS complementare oferă avantaje deosebite. Cel mai important dintre acestea este consumul redus de putere, deoarece, în oricare stare logică, un tranzistor sau celălalt este blocat și circuitul este parcurs numai de curentul rezidual al tranzistorului în stare blocată. Această particularitate caracteristică face circuitele logice complementare convenabile în diverse aplicații de consum redus de putere: instalații militare și aerospațiale, aparatură portabilă etc.

Circuitele cu TEC-MIS complementare au și o serie de dezavantaje. Printre cele semnificative se menționează: densitatea de funcțiuni pe unitatea de suprafață mică și prețul de cost ridicat. Densitatea redusă rezultă din faptul că circuitele logice cu TEC-MIS complementare utilizează cîte două tranzistoare în serie pentru funcțiuni care la CI cu TEC-MIS cu canal $p$ se obțin cu un tranzistor; un CI cu TEC-MIS complementare este cu aproximativ 25—30% mai mare decît unul echivalent cu TEC-MIS cu canal $p$. Densitatea redusă concură și la creșterea prețului de cost, deoarece prețul unui CI este direct proporțional cu dimensiunile pastilei.

Un alt factor care contribuie la creșterea prețului de cost este procesul de fabricație mai complex necesar realizării circuitelor cu TEC-MIS complementare.

*)Complementary—symmetry metal oxide semiconductor.



Majoritatea CI logice cu TEC-MIS complementare se realizează pe baza a două circuite fundamentale: inversorul și poarta de transmisie.

### 8.4.1. INVERSORUL CU TEC-MIS COMPLEMENTARE

Structura unui inversor cu TEC-MIS complementare [18—20] este arătată în fig. 8.21, *a*. Sursa și substratul tranzistorului $T_1$ cu canal $n$ sînt conectate la masă, în timp ce sursa și substratul tranzistorului $T_2$ cu canal $p$ sînt conectate la tensiunea pozitivă de alimentare $U_{SS}$. Cele două grile sînt legate împreună și formează intrarea inversorului. Ieșirea o constituie drenele celor două tranzistoare.

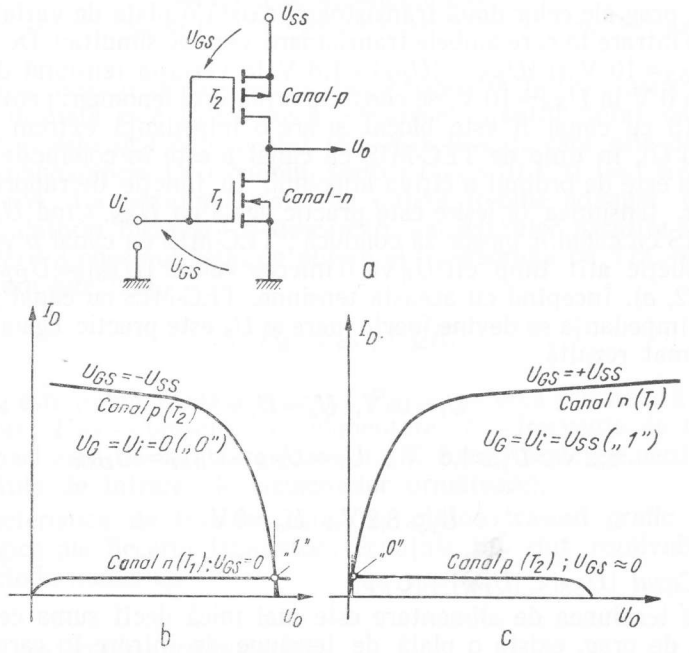



Fig. 8.21. Inversorul cu TEC-MIS complementare:
*a* — schema de principiu; *b*, *c* — curbele caracteristice în comutare.

Cînd tensiunea de intrare $U_i$ este 0 V (în convenția logică pozitivă stare logică 0) tensiunea grilă sursă a TEC-MIS cu canal $p$ este egală și de semn contrar cu tensiunea de alimentare ($+U_{SS}$) care-l polarizează

în starea de conducţie. TEC-MIS cu canal $n$ este în stare blocată, deoarece tensiunea de pe grila lui, $U_{GS}$ este nulă. În acest caz tensiunea la ieşire este egală cu $U_{SS}$ şi inversorul este în stare logică 1, aşa cum rezultă din fig. 8.21, *b*. Dacă tensiunea de intrare este $+U_{SS}$ (nivelul logic 1), TEC-MIS cu canal $p$ este blocat, iar cel cu canal $n$ în stare de conducţie. În această situaţie tensiunea la ieşire $u_o$ este aproximativ egală cu 0 V (fig. 8.21, *c*) corespunzătoare nivelului logic 0.

În funcţie de valorile tensiunilor de prag ale celor două TEC-MIS şi de mărimea tensiunii de alimentare $U_{SS}$ se disting două moduri de funcţionare a inversorului cu TEC-MIS complementare.

*a*). *Cazul* $|U_{SS}|>|U_{PN}|+|U_{PP}|$

Cînd tensiunea de alimentare $U_{SS}$ este mai mare decît suma tensiunilor de prag ale celor două tranzistoare, există o plajă de variaţie a tensiunii de intrare în care ambele tranzistoare conduc simultan. De exemplu, dacă $U_{SS}=10$ V şi $|U_{PN}|=|U_{PP}|=1{,}8$ V, la variaţia tensiunii de intrare $U_i$ de la 0 V la $U_{SS}=10$ V, se constată următorul fenomen: pentru $U_i=0$, TEC-MIS cu canal $n$ este blocat şi are o impedanţă extrem de mare (>1 000 Ω), în timp de TEC-MIS cu canal $p$ este în conducţie şi impedanţa sa este de ordinul a cîţiva kiloohmi. În funcţie de raportul impedanţelor, tensiunea la ieşire este practic egală cu $U_{SS}$. Cînd $U_i=1{,}8$ V, TEC-MIS cu canal $n$ începe să conducă; TEC-MIS cu canal $p$ va rămîne în conducţie atît timp cît $|U_i|$ va fi inferior valorii $|U_{SS}|-|U_{PP}|=8{,}2$ V (fig. 8.22, *a*). Începînd cu această tensiune, TEC-MIS cu canal $p$ se blochează, impedanţa sa devine foarte mare şi $U_o$ este practic egală cu zero. În rezumat rezultă

$$U_i=0 \text{ V},\ U_o=U_{SS}$$

$$8{,}2\text{ V}>U_i\geqslant 1{,}8\text{ V};\ U_o=U_{SS}-U_{DSP}=U_{DSN}$$

$$U_i\geqslant 8{,}2\text{ V};\ U_o=0\text{ V}$$

*b*.) *Cazul* $|U_{SS}|<|U_{PN}|+|U_{PP}|$

Dacă tensiunea de alimentare este mai mică decît suma celor două tensiuni de prag, există o plajă de tensiune de intrare în care nici un tranzistor nu conduce. Se alege de exemplu $U_{SS}=3$ V, $|U_{PN}|=|U_{PP}|=1{,}8$ V. Se constată că pentru $U_i$ cuprins între 1,2 V şi 1,8 V nici unul din canale nu conduce (fig. 8.22, *b*).

În această zonă tensiunea $U_o$ nu este definită dacă variaţia lui $U_i$ este foarte lentă.



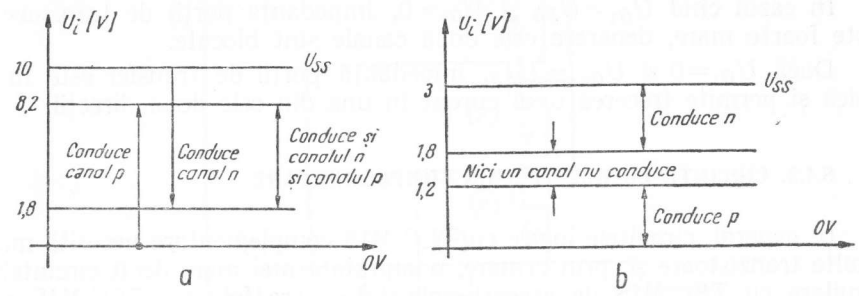



Fig. 8.22. Definirea plajei de conducţie a TEC-MIS în funcţie de mărimea tensiunii de alimentare $U_{SS}$
*a* — cazul $|U_{SS}|>|U_{PN}|+|U_{PP}|$; *b* — cazul $|U_{SS}|<|U_{PN}|+|U_{PP}|$.

Dacă inversorul se află fie în starea logică 0, fie în starea logică 1, puterea disipată este foarte mică, deoarece curentul total care trece prin circuit este egal cu curentul TEC-MIS blocat, care este de ordinul a cîţiva nanoamperi. De exemplu, pentru $U_{SS}=10$ V şi I=1 nA, rezultă $P_d=10$ nW. La consumul static de putere trebuie adăugat consumul dinamic, datorat încărcării şi descărcării capacităţilor parazite la schimbarea stării. Consumul total de putere al inversorului cu TEC-MIS complementare este [21]

$$P_d=P_{do}+U_{SS}^2fC \tag{8.35}$$

unde $P_d$ este puterea totală disipată, $P_{d_0}$ — puterea consumată în regim de repaus; $U_{SS}$ — tensiunea de alimentare; $f$ — frecvenţa de tranziţie; $C$ — capacitatea de încărcare (capacităţile parazite ale elementului plus capacităţile de intrare ale elementelor următoare).

Caracteristica de transfer $u_o(u_i)$ se obţine trasînd grafic diferitele stări logice ale fiecărui tranzistor; ecuaţiile nu sînt rezolvabile decît prin metode numerice.

### 8.4.2. POARTA DE TRANSMISIE

*Poarta de transmisie* este constituită dintr-un canal $p$ paralel cu un canal $n$ (fig. 7.15, *b*). În funcţie de valoarea tensiunilor $U_{G_1}$ şi $U_{G_2}$ un semnal poate sau nu poate fi transmis de la intrare la ieşirea porţii de transmisie.

În cazul cînd $U_{G_1}=U_{SS}$ și $U_{G_2}=0$, impedanța porții de transmisie este foarte mare, deoarece cele două canale sînt blocate.

Dacă $U_{G_1}=0$ și $U_{G_2}=U_{SS}$, impedanța porții de transfer este mai mică și permite trecerea unui curent în una din cele două direcții.

### 8.4.3. CIRCUITE LOGICE TEC-MIS COMPLEMENTARE

În general, circuitele logice cu TEC-MIS complementare necesită mai multe tranzistoare și, prin urmare, o suprafață mai mare decît circuitele similare cu TEC-MIS de aceeași polaritate (care folosesc TEC-MIS ca rezistență de sarcină). Strict vorbind, dacă o poartă logică integrată cu TEC-MIS de aceeași polaritate folosește $(n+1)$ tranzistoare, o poartă echivalentă cu TEC-MIS complementare folosește $2n$ tranzistoare. Numărul total de interconexiuni, cum și spațiul necesar între dispozitivele $n$ și $p$, care cresc în acest caz, contribuie, de asemenea, la creșterea suprafeței ocupate de circuit.

În fig. 8.23, este arătat modul în care un inversor cu o singură intrare, cu TEC-MIS complementare, poate fi extins pentru realizarea de porți NICI și NUMAI cu mai multe intrări. Pentru ca ieșirea porții NICI să aibă nivelul logic 1, tranzistoarele $T_1$, $T_2$ și $T_3$ trebuie să fie în stare de conducție. Această condiție este realizată numai dacă intrările $A_1$, $A_2$ și $A_3$ sînt la 0 V, adică la nivel logic 0. Ieșirea din poarta NUMAI este la nivelul logic 0 numai dacă $T_4$, $T_5$ și $T_6$ sînt în conducție. Această condiție se realizează dacă intrările $A_1$, $A_2$ și $A_3$ sînt polarizate pozitiv, adică sînt la nivelul logic 1.

## 8.5. CIRCUITE BASCULANTE CU TEC

Prin *circuite basculante* se înțelege clasa de circuite caracterizate prin prezența unor stări distincte stabile, între care tranzițiile au loc rapid prin procese de basculare, atunci cînd la intrarea lor tensiunea de comandă atinge nivele fixe, dinainte precizate.

Circuitele basculante fac parte din categoria circuitelor de comutație cu reacție și sînt caracterizate prin următoarele particularități: 1) dispun, ca orice element de comutație, de numai două stări distincte; 2) conțin o buclă de reacție pozitivă.

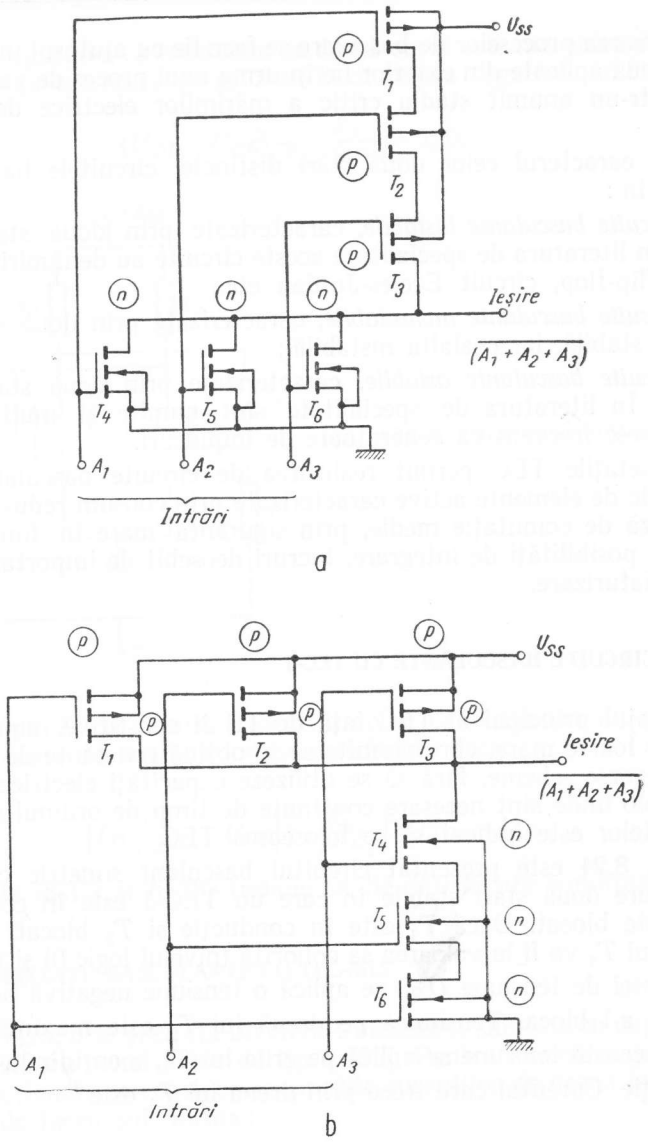



Fig. 8.23. Porți logice cu TEC-MIS complementare:
*a* — poartă NICI; *b* — poartă NUMAI.

Amorsarea proceselor de basculare se face fie cu ajutorul unor semnale de comandă aplicate din exterior fie în urma unui proces de variație lentă ajuns într-un anumit stadiu critic a mărimilor electrice de stare din circuit.

După caracterul celor două stări distincte, circuitele basculante se clasifică în :

— *circuite basculante bistabile*, caracterizate prin două stări, ambele stabile. În literatura de specialitate aceste circuite au denumiri variabile : trigger, flip-flop, circuit Eccles-Jordan etc.;

— *circuite basculante monostabile*, caracterizate prin două stări dintre care una stabilă, iar cealaltă instabilă ;

— *circuite basculante astabile*, caracterizate prin două stări, ambele instabile. În literatura de specialitate sînt numite și multivibratoare și se folosesc frecvent ca generatoare de impulsuri.

Proprietățile TEC permit realizarea de circuite basculante cu un număr mic de elemente active caracterizate prin consum redus de putere, prin viteză de comutație medie, prin siguranță mare în funcționare și prin largi posibilități de integrare, lucruri deosebit de importante pentru microminiaturizare.

### 8.5.1. CIRCUITE BASCULANTE CU TEC-J

Avantajul principal al TEC față de TB îl constituie impedanța lor de intrare foarte mare, care permite să se obțină constante de timp ridicate în diverse scheme, fără să se utilizeze capacități electrice mari. De aceea, acolo unde sînt necesare constante de timp de ordinul secundelor sau minutelor este indicat să se folosească TEC.

În fig. 8.24 este prezentat circuitul basculant simetric cu TEC-J. Circuitul are două stări stabile în care un TEC-J este în conducție și celălalt este blocat. Dacă $T_1$ este în conducție și $T_2$ blocat, tensiunea pe drena lui $T_1$ va fi la valoarea sa coborîtă (nivelul logic 0) și prin intermediul sursei de tensiune $U_{GG}$ se aplică o tensiune negativă pe grila lui $T_2$ pentru a-l bloca. Tensiunea pe drenă lui $T_2$ este maximă (nivelul logic 1) ; această tensiune se aplică pe grila lui $T_1$, menținîndu-l în stare de conducție. Curentul care trece prin drena lui $T_1$ este

$$I_D=-\frac{U_{DD}}{R_d+U_P/I_{DSS}}. \tag{8.36}$$



Pentru asigurarea că tensiunea de drenă-sursă este mai mică decît $U_P$, este necesar ca tensiunea pe grilă să fie nulă sau negativă, adică

$$(U_{DD}+U_{GG})\frac{R_2}{R_2+R_1+R_d}\leqslant 0. \tag{8.37}$$

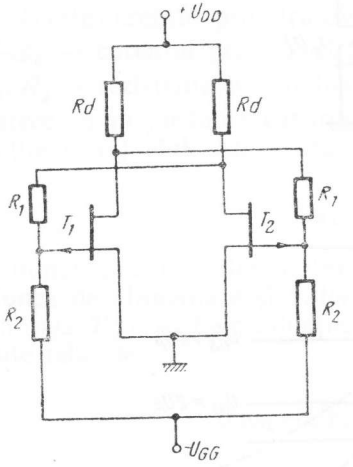



Fig. 8.24. Circuit basculant cu TEC-J.

Pentru ca $T_2$ să rămînă blocat, trebuie ca tensiunea lui grilă-sursă să fie mai mare decît $U_P$, condiție satisfăcută dacă,

$$\left(I_D\frac{U_P}{I_{DSS}}+U_{GG}\right)\left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)\geqslant U_{GS}-U_P. \tag{8.38}$$

Relațiile (8.37) și (8.38) trebuie să fie satisfăcute simultan.

### 8.5.2. CIRCUITE BASCULANTE CU TEC-MIS

În fig. 8.25, *a* se prezintă un circuit basculant simetric cu cuplaj direct, cu TEC-MIS cu canal indus de tip *n* [22]. Pentru analiza regimului static de funcționare se consideră expresiile curenților de drenă în cele două regimuri de lucru sub forma :

$$I_D=\beta[2U_{DS}(U_{GS}-U_P)-U_{DS}^2]+I_0 \tag{8.39}$$

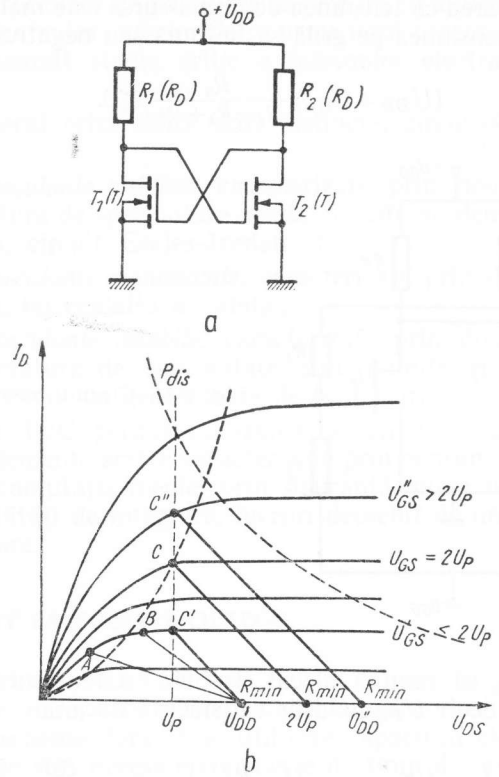



Fig. 8.25. Circuit bistabil cu TEC-MIS :
*a* — schema de principiu ; *b* — schema pentru determinarea valorilor admisibile pentru $R_D$ şi $U_{DD}$.

pentru

$$|U_{DS}|<|U_{GS}-U_P|$$

$$I_D=\beta\,[U_{GS}-U_P]^2+I_0 \qquad (8.40)$$

pentru

$$|U_{DS}|\geqslant|U_{DS}-U_P|$$

în care $\beta$ se determină din raportul $\beta=\frac{I'_D}{U_P^2}$, unde $I'_D$ este valoarea curentului de drenă pentru $U_{GS}=2U_P$ şi $U_{DS}=U_P$. De asemenea, se presupune că dacă $T_1$, conduce şi $T_2$ este blocat

$$\left.\begin{aligned} I_1&\gg I_0\\ I_0R_2&\ll|U_{DD}|\end{aligned}\right\} \qquad (8.41)$$

unde $I_1$ este curentul prin tranzistorul care conduce ;
$I_0$ — curentul prin tranzistorul blocat ;
$R_1$, $R_2$ — rezistenţe de sarcină.

Deoarece în majoritatea cazurilor practice $I_0\ll 1\mu A$ şi $|U_{DD}|>10$ V, inegalităţile (8.41) sînt satisfăcute şi tensiunea care se aplică pe grila lui $T_1$.

$$U_{GS_1}\approx U_{DD} \qquad (8.42)$$

**Determinarea regimurilor de funcţionare a tranzistoarelor în funcţie de tensiunea de alimentare şi valorile rezistenţelor.** Se consideră că în starea iniţială $T_1$ este în conducţie, iar $T_2$ blocat*), caz în care trebuie satisfăcute relaţiile

$$U_{DS_2}=U_{DD}-I_0R_2>|U_{P_1}| \qquad (8.43)$$

$$U_{DS_1}=U_{DD}-I_1R_1\leqslant|U_{P_2}| \qquad (8.44)$$

Pentru ca circuitul basculant să funcţioneze în cele două stări stabile este necesar să se aleagă valoarea corectă a rezistenţei de sarcină $R_D$. Valoarea acesteia este limitată superior prin relaţia (8.43) şi inferior prin relaţia (8.44). Ca să se calculeze valoarea minimă a rezistenţei de sarcină $R_D=R_{min}$ pentru care $T_2$ este blocat, se foloseşte planul caracteristicilor statice ale tranzistorului (fig. 8.25, *b*) unde sînt trasate dreptele de sarcină pentru trei valori ale tensiunii de alimentare : $U'_{DD}<2U_P$ ; $U_{DD}=2U_P$ şi $U''_{DD}>2U_P$. Pentru fiecare valoare a lui $U_{DD}$ mărimea $R_D=R_{min}$ corespunde dreptei de sarcină care trece prin punctele $C'$, $C$ şi $C''$ situate pe verticala $U_{DS_1}=U_P$ (v. relaţia (8.44). Cum prin punctul $C$ de pe caracteristica $U_{GS_1}=2U_P$ trece curba care limitează cele două regimuri de funcţionare ale TEC-MIS, pentru determinarea analitică a lui $R_{min}$, corespunzător lui $U_{DD}>2U_P$, se foloseşte relaţia (8.40).

*) Deşi circuitul basculant este simetric, pentru urmărirea comodă a calculelor, pentru cele două tranzistoare şi cele două rezistoare se folosesc indicii 1 şi 2.

Tranzistorul în conducţie funcţionează în regim saturat sau nesaturat, după cum curentul prin el se supune relaţiei (8.40) sau (8.39). Calculul se face pentru fiecare situaţie în parte.

a. *Cazul* $U_P<U_{DD}<2U_P$. Din (8.44) în care se introduc şi expresiile (8.40) şi (8.42), rezultă :

$$U_{DD}-\beta R_1 (U_{DD}-U_{P1})^2 \leqslant U_{P2} \tag{8.45}$$

cu $U_{P1}=U_{P2}=U_P$

$$R_1 \geqslant R_{min}=\frac{1}{\beta (U_{DD}-U_P)}$$

care poate fi pusă şi sub forma :

$$R_{min}=\frac{1}{\beta U_P(\bar{U}_{DD}-1)} \tag{8.46}$$

unde $\bar{U}_{DD}=U_{DD}/U_P$, este tensiunea sursei de alimentare în unităţi relative.

b. *Cazul* $U_{DD}\geqslant 2U_P$. Se substituie relaţia (8.39) în (8.44) şi se ţine seama de (8.41) şi (8.42). Rezolvînd expresia obţinută în raport cu $R$ rezultă :

$$R \geqslant R_{min}=\frac{U_{DD}-U_{P2}}{2\beta_1(U_{DD}-U_{P1})U_{P2}-\beta_1 U_{P2}^2}$$

care cu $U_{P1}=U_{P2}=U_P$ dă

$$R_{min}=\frac{\bar{U}_{DD}-1}{\beta U_P(2\bar{U}_{DD}-3)} \tag{8.47}$$

În cazul cînd $\bar{U}_{DD}=2$ şi $R=R_{min}$, se poate considera că tranzistorul $T_1$ se găseşte la limita regimurilor de funcţionare şi relaţiile (8.39) şi (8.40) dau acelaşi rezultat :

$$R_{min}=\frac{1}{\beta U_P}.$$



Din fig. 8.25, *b* rezultă că în cazul cînd $\bar{U}_{DD}\geqslant 2$, tranzistorul în conducţie poate funcţiona numai în regimul nesaturat (punctul $C''$), iar în cazul $1<\bar{U}_{DD}\leqslant 2$, în ambele regimuri (punctele $A$ şi $B$). În acest al doilea caz este necesar să se îndeplinească condiţia $R_D \geqslant R_{lim} > R_{min}$.

Mărimea $R_D=R_{lim}$, la care tranzistorul în conducţie trece din regimul saturat în cel nesaturat, se deduce din rezolvarea ecuaţiei $U_{DS}=U_{GS}-U_P$, care reprezintă limita celor două regimuri de funcţionare şi din ecuaţia (8.44) ţinînd seama de (8.42), rezultă

$$R_{lim}=\frac{1}{\beta U_P(\bar{U}_{DD}-1)^2} \tag{8.48}$$

care în cazul particular $\bar{U}_{DD}=2$ devine

$$R_{lim}=R_{min}=\frac{1}{\beta U_P}.$$

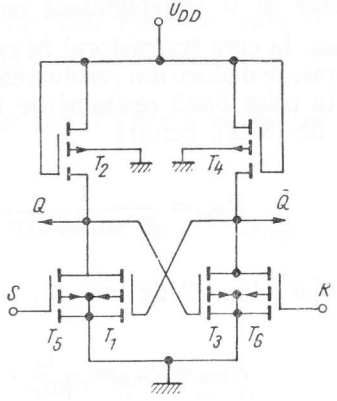
Pentru determinarea lui $R_{max}$ nu se mai neglijează valoarea lui $I_0$ (ca în relaţia (8.41) deoarece, conform relaţiei (8.43) el limitează superior valoarea lui $R_D$. Din condiţia de deschidere a lui $T_1$ (relaţia (8.43) rezultă :

$$R_2 \leqslant R_{max}=\frac{U_{DD}-U_{P1}}{I_0}=\frac{U_{P1}(\bar{U}_{DD}-1)}{I_0}. \tag{8.49}$$

Alegerea punctului de funcţionare în una din cele două regiuni de pe caracteristicile de drenă (regim saturat sau nesaturat) se face în funcţie de condiţiile concrete de lucru ale circuitului bistabil. În regimul nesaturat se asigură o amplitudine mare semnalului de ieşire, dar ca să se asigure acest regim este necesară o valoare ridicată pentru rezistenţa de sarcină şi se micşorează viteza de comutaţie a schemei. Din acest motiv se preferă regimul de funcţionare saturat.

Un circuit bistabil simplu cu TEC-MIS poate fi obţinut prin interconectarea a două porţi NICI în maniera arătată în fig. 8.26, *a*. Dacă $S=0$ şi $Q=1$, atunci $T_3$ va fi în starea de conducţie şi $\bar{Q}=0$ independent de starea lui $R$. Aceasta asigură că $T_1$ este blocat. Dacă $S$ devine 1 cu $R=0$ atunci, $Q=0$ şi $\bar{Q}=1$. Situaţia necomplementară la ieşire $\bar{Q}=Q=0$ se produce cînd atît $R$ cît şi $S$ sînt în starea 1. Dacă după această situaţie $R$ şi $S$ revin împreună la 0 în acelaşi timp, atunci apare un proces

rapid de modificare de stare și starea finală a circuitului basculant este determinată de partea care se blochează mai rapid. Aceasta este o situație nedorită, și este unul din neajunsurile circuitului basculant de tip *R—S*.




a

| Situația | $S$ | $R$ | $Q$ | $\bar{Q}$ | Observații |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | * Starea se păstrează dacă timpul de comutare este suficient de mic pentru ca pe grila lui $T_3$ capacitatea să rămînă încărcată la $U_{DD}$ |
| 2 | 1 | 0 | 0 | 1 | |
| 3 | 1 | 1 | 0 | 0 | ** La fel ca mai sus (*), dar grila lui $T_2$ trebuie să rămînă încărcată la $U_{DD}$ |
| 4 | 0 | 0 | Neterminare | | după sit. 3 |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | după sit. 1 * |
| | 0 | 0 | 0 | 1 | după sit. 2 ** |

b

Fig. 8.26. Circuit bistabil integrat cu TEC-MIS :
*a* — structura de bază; *b* — tabela de adevăr aferentă.

În schimb, dacă $R$ și $S$ devin zero după oricare din situațiile de complementaritate, la ieșire se păstrează starea precedentă.

Toate aceste situații sînt rezumate în tabelul de adevăr din fig. 8.26, *b*.



## 8.6. REGISTRE CU TEC—MIS

Se numesc registre dispozitivele care permit stocarea unor combinații de cod sau numere. Ele sînt constituite din celule de memorie înseriate și dispozitive auxiliare care permit introducerea și extragerea datelor. În mod normal, registrele se realizează cu celule binare, și se caracterizează prin proprietatea de a deplasa conținutul lor cu cîte o poziție la aplicarea fiecărui impuls de comandă din exterior. Astfel de dispozitive se numesc registre de deplasare. Capacitatea sau lungimea registrelor este dată de numărul de celule binare.

### 8.6.1. CARACTERISTICI GENERALE

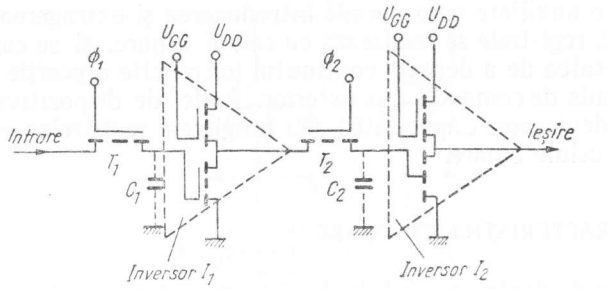
Registrele de deplasare sînt de două tipuri : statice și dinamice. Registrele statice pot menține informația stocată un timp nelimitat, în timp ce registrele dinamice necesită un mod de lucru continuu, iar în cazul cînd informația trebuie păstrată o perioadă mai lungă, trebuie împrospătată. Registrele statice oferă o bună flexibilitate, însă registrele dinamice se realizează la un preț de cost mai mic.

În registrele dinamice caracteristicile de stocare ale fiecărei celule impun limita inferioară a frecvenței impulsului de tact ; această frecvență minimă este determinată de viteza de descărcare a capacității electrice a celulei. Lucrul la frecvențe mai joase face ca data stocată în aceste capacități să se piardă datorită curenților reziduali inerenți la TEC-MIS blocate. Practic, pentru un registru dinamic se impune o frecvență minimă de tact de aproximativ 10 kHz [23]. Frecvența maximă de tact determinată de caracteristicile circuitului utilizat, este în jurul a 2 MHz ; s-au obținut și frecvențe mai ridicate (5—10 MHz), însă cu unele dificultăți de realizare și folosire. Deoarece celulele de memorie ale unui registru de deplasare dinamic ocupă suprafețe mai mici față de celulele de memorie cu circuite bistabile, utilizate la registrele statice, registrele de mare capacitate sînt de tip dinamic.

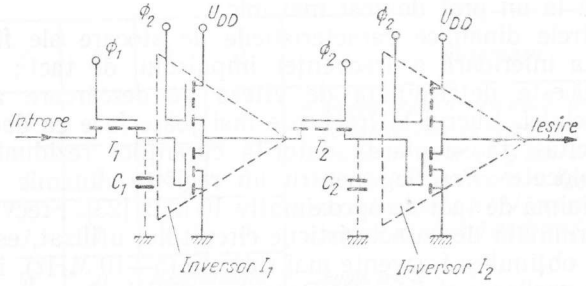
### 8.6.2. REGISTRE DE DEPLASARE DINAMICE

Registrele de deplasare dinamice realizate cu TEC-MIS sînt simple structuri inversoare, conectate între ele prin porți de transmisie, pe care se aplică semnale de tact.

Inversoarele din registrele de deplasare dinamice pot fi statice (figura 8.27, *a*) sau dinamice (fig. 8.27,*b*). Registrele cu inversoare statice se caracterizează printr-un consum mai mare de putere decît cele cu inversoare dinamice, care consumă numai în timpul cît acţionează semnalul de tact.




a




b

Fig. 8.27. Registru de deplasare dinamic :
*a* — cu inversor static ; *b* — cu inversor dinamic.

În fig. 8.28 este reprezentat simbolic un registru de deplasare dinamic cu impuls de tact bifazic, împreună cu diagrama de variaţie în timp a semnalului în diversele lui puncte. Modul de funcţionare al unui astfel de registru este acelaşi indiferent dacă utilizează inversoare statice sau dinamice (în acest caz se reduce numai puterea disipată în curent continuu).



Cînd $\Phi_1$ este la nivelul logic 1, $T_1$ se deschide şi permite condensatorului $C_1$ să se încarce sau să se descarce, în funcţie de starea în care se află intrarea. Informaţia de pe $C_1$ se regăseşte inversată la ieşirea inversorului $I_1$. Cînd $\Phi_1$ revine la starea logică 0, informaţia de la intrare se stochează pe

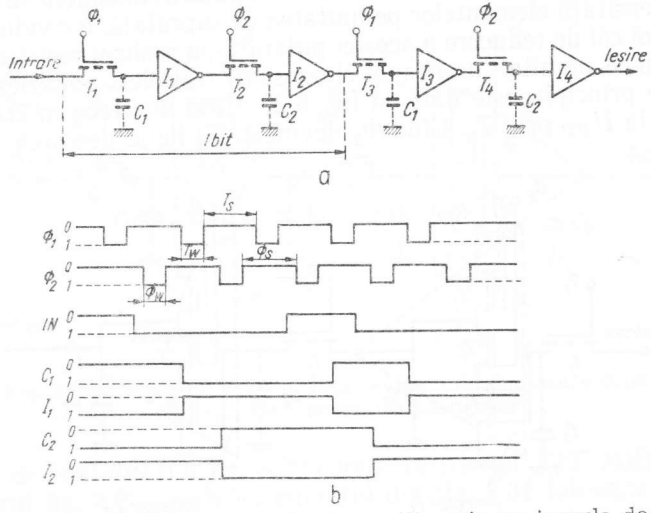



Fig. 8.28. Registru de deplasare dinamic cu impuls de tact bifazic :
*a* — schema ; *b* — diagrama de variaţie în timp a semnalelor ($IN$, $C_1$, $I_1$ etc. reprezintă semnalul de la intrare, de pe capacitatea $C_1$, la ieşirea inversorului $I_1$ etc.).

capacitatea $C_1$. Cînd $\Phi_2$ este în starea 1, $T_2$ se deschide şi $C_2$ se încarcă, sau se descarcă, în funcţie de starea în care se găseşte inversorul $I_1$. Cînd $\Phi_2$ devine 0, semnalul de pe $C_1$, inversat, se stochează pe $C_2$. La ieşirea inversorului $I_2$, care inversează semnalul de la intrarea sa, se regăseşte informaţia reală. În modul acesta, o informaţie de la intrarea registrului a suferit o deplasare de un bit.

Frecvenţa minimă de tact este determinată de constanta de timp de pierderi a lui $C_1$ şi $C_2$, deoarece semnalul trebuie transferat înainte ca tensiunea de pe aceste capacităţi să scadă sub un anumit nivel ; pierderile care apar se datoresc joncţiunilor *pn* formate între sursa şi drena difuzate şi substrat.

Lăţimea semnalului de tact $T_w$ este determinată de timpul necesar pentru încărcarea capacităţii electrice a circuitului şi influenţează frec-

venţa maximă de lucru. Durata pauzei $T_s$ este determinată de constanta de timp de pierderi a capacităţilor şi influenţează frecvenţa minimă de lucru. Registrul consumă putere numai în perioada $T_w$ ; puterea medie consumată este proporţională cu raportul $T_w/(T_s+T_w)$.

Necesitatea micşorării la minimum a puterii disipate, în condiţiile creşterii densităţii elementelor pe unitatea de suprafaţă, a condus la cercetarea de noi căi de reducere a acestei puteri. S-au realizat registre de deplasare dinamice numite „fără rapot şi consum" (ratioless-powerless) a căror schemă de principiu este dată în fig. 8.29. Cînd $\Phi_1$ trece în starea 1, $C_3$ se încarcă la $U_{DD}$ prin $T_5$. Cînd $\Phi_2$ devine 1, $C_3$ fie se descarcă prin $T_3$ şi

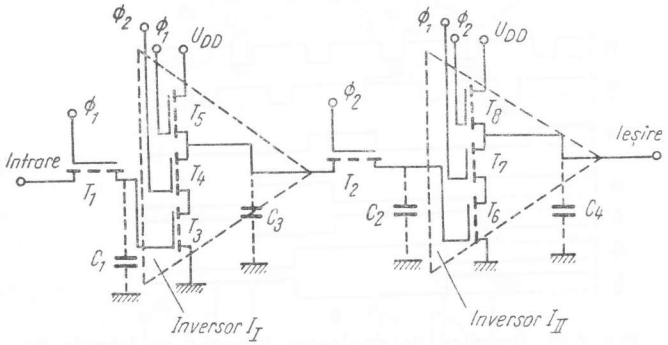



Fig. 8.29. Registru de deplasare dinamic cu inversoare „fără raport — fără consum".

$T_4$ fie încarcă pe $C_2$ prin $T_2$, în funcţie de starea în care se găsea intrarea : 1) dacă intrarea a fost în starea 1 şi $T_3$ în conducţie, $C_3$ şi $C_2$ se descarcă ; 2) dacă intrarea era în starea 0 şi $T_3$ blocat, informaţia stocată pe $C_3$ se transferă pe $C_2$. Ca să aibă loc transferul de sarcină de la $C_3$ în condiţii de păstrare a nivelelor logice, este necesar ca $C_3$ să fie mai mare ca $C_2$. Inversorul $I_2$ lucrează identic, însă cu faza inversată. Semnalele de tact $\Phi_1$ şi $\Phi_2$ sînt dectate, astfel încît niciodată să nu fie simultan în starea 1.

În fig. 8.30 se reprezintă un alt tip de celulă de registru de deplasare dinamic bifazic, care, ca şi schema din fig. 8.27, necesită şase TEC-MIS pentru un 1 bit, faţă de opt TEC-MIS din fig. 8.29 însă cu numai două linii de alimentare pentru semnalele de tact. Diagrama de variaţie în timp a semnalelor în diversele puncte ale circuitului este similară cu cea din fig 8.28, *b*. Modul de lucru al acestei celule este următorul : cînd $\Phi_1$ devine 1, $C_1$ se încarcă sau se descarcă prin $T_1$, în funcţie de starea semnalului



la intrare. În acelaşi timp $C_3$ se încarcă prin $T_4$. Cînd $\Phi_1$ devine 0, $C_3$ îşi va reţine sarcina sa dacă $C_1$ este descărcat (cînd intrarea a fost 0), dar se va descărca prin $T_3$ dacă $C_1$ este încărcat. Circuitul necesită ca $C_3$ să fie mult mai mare decît $C_2$ pentru păstrarea mărimii nivelelor logice în timpul transferului de sarcini.

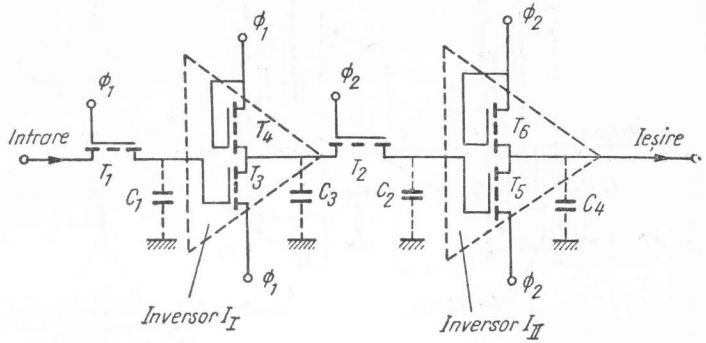



Fig. 8.30. Celula de 1 bit a unui registru de deplasare dinamic bifazic, fără surse de alimentare.

Faţă de circuitul din fig. 8.29 care necesită opt TEC-MIS pe bit, ca şi în cazul fig. 8.27 sau 8.30, circuitul din fig. 8.31 foloseşte numai şase TEC-MIS. În schimb foloseşte patru semnale de tact şi reprezintă un registru de deplasare dinamic cvadru-fazic. Se constată lipsa porţilor de transmisie, cele două inversoare „fără raport-fără consum" din fig. 8.29 fiind cuplate direct. Modul de lucru este următorul : cînd $\Phi_1$ este în starea 1, $C_2$ se încarcă prin $T_5$. Cînd $\Phi_1$ devine 0, sursa lui $T_3$ fiind la pămînt $\Phi_3=0$, este descărcat dacă $T_3$ este în conducţie datorită tensiunii negative stocate în $C_1$ (semnalului 1 la intrare). Dacă $T_3$ este blocat $C_2$ îşi păstrează sarcina şi după ce $\Phi_2$ devine 0. Modul de lucru al inversorului $I_2$ este identic cu excepţia că $\Phi_3$ şi $\Phi_4$ înlocuiesc pe $\Phi_1$ şi $\Phi_2$.

### 8.6.3. REGISTRE DE DEPLASARE STATICE

Un registru de deplasare dinamic se poate transforma în unul static prin adăugarea unei bucle de reacţie prin intermediul unei porţi de transmisie acţionată de un semnal de tact. Acest tip de circuit, reprezentat în fig. 8.32, utilizează inversoare statice. Din cele trei semnale de tact utilizate, $\Phi_3$ sau $\Phi_3$ şi $\Phi_2$ pot fi generate intern. Dacă numai $\Phi_3$ este generat intern, iar

$\Phi_1$ și $\Phi_2$ sînt funrnizate de surse exterioare, sistemul este bifazic. Dacă $\Phi_3$ și $\Phi_2$ sînt generate intern sistemul este monofazic și are avantajul că folosește numai un generator de semnal de tact, $\Phi_1$. Deoarece semnalele de tact $\Phi_2$ și $\Phi_3$ sînt generate pe aceeași pastilă, este necesar ca numai

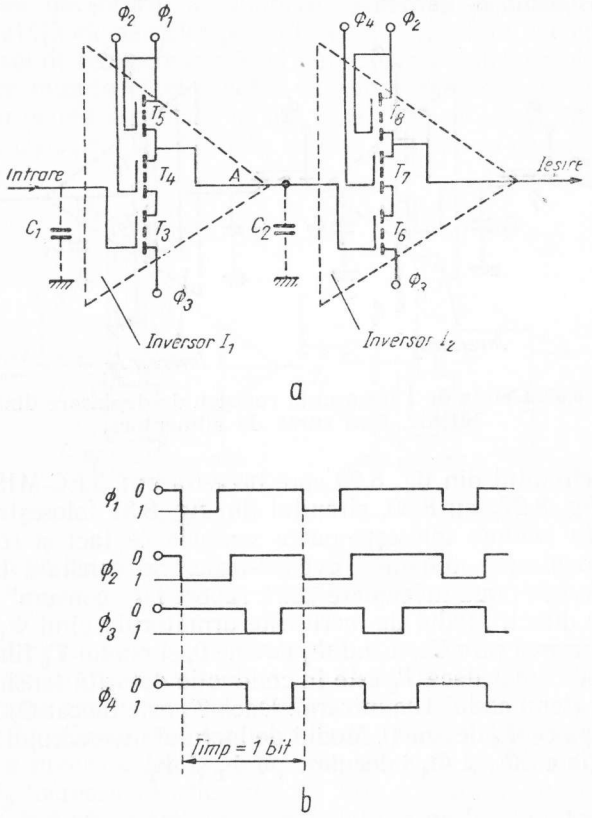



Fig. 8.31. Sistem cvadru-fazic :
*a* — schema de principiu ; **b** — modul de variație a impulsurilor de tact.

$\Phi_1$ să fie furnizat din exterior ; în fig. 8.32, *c* se reprezintă generatorul de semnal de tact intern.

Se constată că dacă $\Phi_3$ și $\Phi_2$ sînt în același timp în stare 1, inversoarele $I_1$ și $I_2$ împreună cu $T_2$ și $T_3$ formează un circuit bistabil. Impulsul de tact

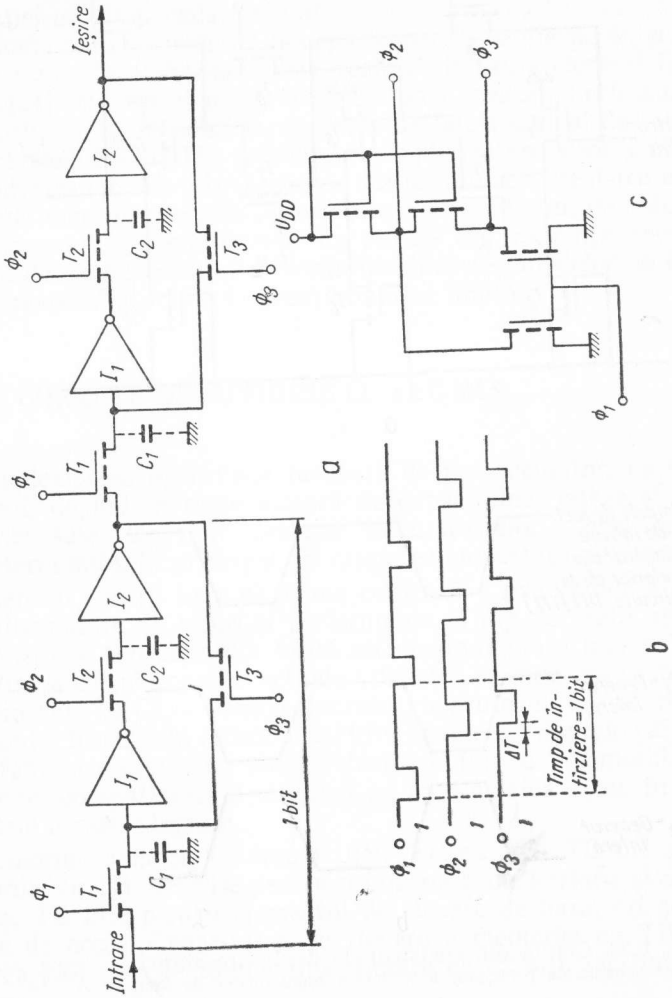



Fig. 8.32. Celule din registrul de deplasare static :
*a* — schema de principiu ; *b* — diagrama de variație a impulsurilor de tact; *c* — generator intern de semnal de tact.

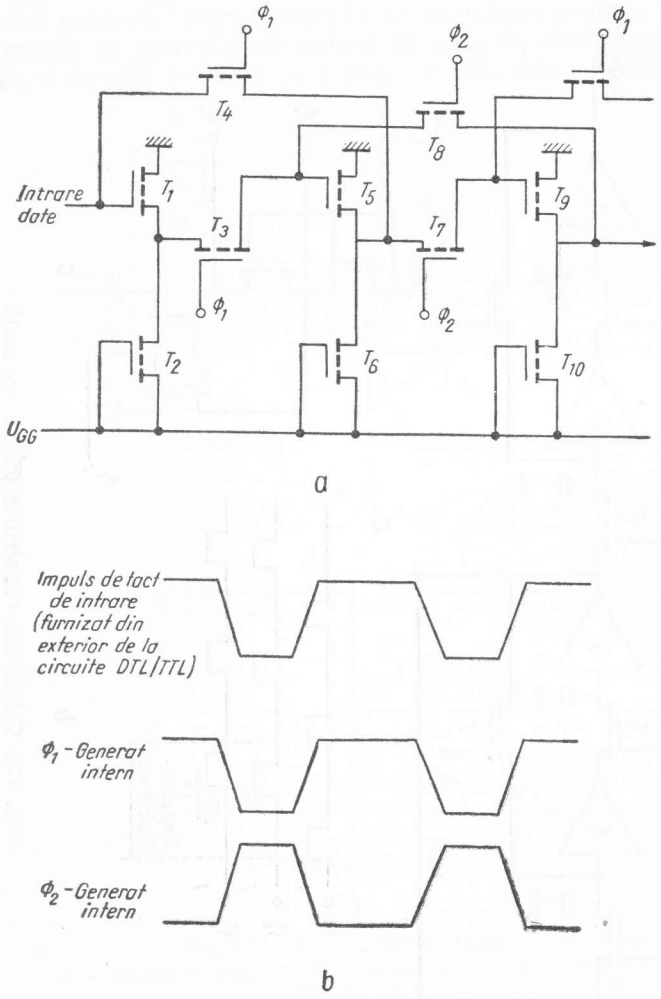



Fig. 8.33. Celulă din registrul de deplasare static : *a* — schema de principiu; *b* — forma impulsurilor de tact.



$\Phi_3$ este întrucîtva întîrziat față de $\Phi_2$ pentru ca sarcina acumulată pe $C_2$ să nu se transmită de la ieșire la intrare pe $C_1$, înainte ca $C_2$ să fie în stare finală. $\Phi_3$ și $\Phi_2$ trebuie să fie simultan în starea 1 pentru menținerea informației un timp nedeterminat.

Se poate renunța complet la capacitatea $C_1$ făcînd pe $\Phi_1$ și $\Phi_2$ în opoziție de fază. Un astfel de circuit, realizat de firma General Instruments Europe [24] este arătat în fig. 8.33. El funcționează cu cele două semnale de tact, $\Phi_1$ și $\Phi_2$, în opoziție, generate de la un semnal de tact compatibil cu nivelele DTL/TTL, prin circuite suplimentare dispuse chiar pe aria care limitează circuitul. Inversoarele statice din acest registru au dezavantajul unui consum mare de putere în curent continuu, dar oferă și avantajul independenței consumului de putere de frecvența semnalelor de tact sau de data stocată. Frecvența maximă a semnalelor de tact este de 1 MHz, neexistînd nici o frecvență minimă limită.

## 8.7. CIRCUITE DE MEMORIE CU TEC-MIS

Complexitatea operațiilor realizate de un calculator, ca și viteza sa de calcul, depind în mare măsură de capacitatea, viteza și organizarea memoriei sale. De fapt evoluția calculatoarelor — prin generații — a fost determinată, în principal, de creșterea capacității și vitezei memoriei.

Interesul pentru îmbunătățirea continuă a memoriilor a condus la o mare diversitate de tipuri și performanțe. Timp de mulți ani memoriile cu elementele toroidale din ferită au dominat piața mondială : în fapt, majoritatea calculatoarelor actuale utilizează memorii cu ferite.

Memoriile cu CI — semiconductoare, apărute relativ recent au adus o contribuție însemnată la îmbunătățirea sistemelor digitale [25]. Avantajul important al memoriilor semiconductoare față de memoriile magnetice este buna compatibilitate electrică pe care acestea o au în legătură cu circuitele logice integrate.

Memoriile semiconductoare actuale folosesc atît TB cît și TEC-MIS. Memoriile cu TB, descrise pentru prima oară de Perkins și Schmidt [25], folosesc TB atît pentru elementul de stocare de bază, cît și pentru circuitele de acces. Capacitatea de stocare a memoriei cu TB descrisă în lucrarea [26] este de 256 cuvinte, fiecare de 72 biți, iar timpul de citire 150 ns.

O descriere a unei memorii cu TEC-MIS cu canal *p*, de 64 biți și timp total de lucru de ordinul unei microsecunde, a fost făcută prima

dată de Schmidt încă din anul 1965 [27]. Creșterea vitezei de lucru a memoriilor cu TEC-MIS s-a obținut prin utilizarea TB în blocurile de acces și de lectură [28]. În lucrarea [29] se descrie o memorie cu TEC-MIS cu canal $p$ de 128 cuvinte, cu timpul total de lucru de 100 *ns*, care folosește TB în circuitele de acces. H. Yamamato s. a., [30] au descris o memorie de mare viteză (timp total pe ciclu de lucru 40 *ns*) de 144 biți (16 cuvinte × ×9 biți) realizată complet cu TEC-MIS cu canal $n$.

Într-o serie de cazuri, în special cînd este necesară o putere consumată în regim de repaus nulă, se realizează memorii cu TEC-MIS complementare [31].

### 8.7.1. MEMORII CU ACCES ALEATOR (RAM*))

În fig. 8.34 se prezintă schema-bloc a unei memorii RAM. În mod obișnuit, această memorie este organizată într-un număr de cuvinte $W$, fiecare compus din $B$ biți, cu capacitatea totală de stocare $W$. $B$ biți,

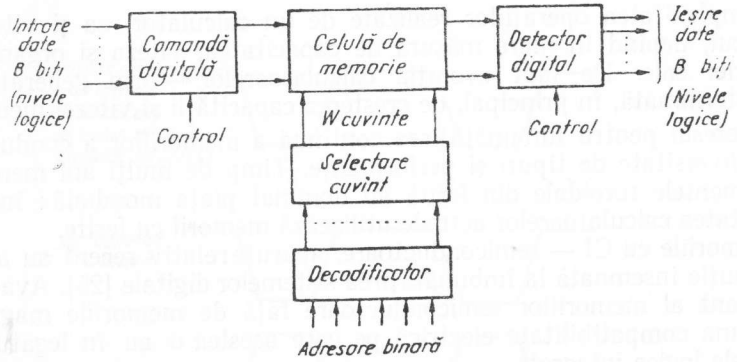



Fig. 8.34. Schema bloc a unui sistem de memorie cu acces aleator (RAM).

fiecare cuvînt putînd să fie adresat independent. Selectarea este determinată prin adrese în cod binar. Cei $B$ biți ai fiecărui cuvînt sînt conectați la una sau două linii comune de cuvînt. Un bit pentru fiecare din cele $W$

*) Random access memory



cuvinte este conectat la una sau două linii de înscriere și lectură (digit lines). Blocul de comandă digitală și detectorul digital sînt utilizate pentru înscrierea sau citirea cuvîntului selectat. Timpul total pentru o operație completă de selectare — citire — înscriere se numește timpul total al unui ciclu complet.

În funcție de tipul elementului de bază de memorie, sistemele RAM se împart în statice și dinamice. Memoriile RAM statice cu TEC-MIS prezintă în general performanțe mai slabe și au un preț de cost mai ridicat, sînt însă mai ușor de comandat decît cele dinamice, care pe lîngă sursele de alimentare necesită și semnale de tact. Memoriile dinamice folosesc impedanța mare de intrare a TEC-MIS, care permite realizarea de constante de timp ridicate ($10^{-3}$ s—1s) cu capacitatea proprie de grilă a TEC-MIS. Aceste constante de timp pot fi utilizate pentru stocarea temporară ; ele pot fi folosite și pentru stocări permanente dacă sînt prevăzute circuite suplimentare de ciclare sau „împrospătare".

**Memorii statice RAM.** Memoria cu acces aleator sau memoria „scrie-citește" este un sistem care constă dintr-o matrice de celule de memorie (circuite bipolare sau monopolare) dispuse în $W$ rînduri și $B$ coloane. Fiecare cuvînt $(WB)_n$ poate fi adresat separat și conținutul său redat la ieșire.

În fig. 8.35 este prezentată celula de bază de memorie statică cu TEC-MIS cu canal $p$ „prin îmbogățire" [32]. Acesta este un simplu circuit bistabil realizat cu tranzistoarele $T_1$, $T_2$, care acționează ca dispozitive de stocare și $T_3$, $T_4$ ca rezistoare de sarcină. Tranzistoarele $T_5$, $T_6$ reprezentate în schemă sînt porți de transfer care conectează sau izolează celulele de memorie de liniile de înscriere și lectură. Linia comună de selectare a cuvîntului acționează cu semnale logice pe grilele tranzistoarelor $T_5$, $T_6$. În schemă sînt arătate și circuitele prin intermediul cărora se comandă celula de bază de memorie.

Deoarece TEC-MIS cu canal $p$ „prin îmbogățire" sînt în stare de conducție numai în cazul cînd grila lor este suficient de negativă față de substrat, substratul TEC se conectează la tensiunea pozitivă cea mai mare, $U_{SS}$. Grila și drena sînt conectate la tensiunile negative $U_{GG}$, respectiv $U_{DD}$.

Dacă linia de selectare a cuvîntului este în starea logică 1, (în logică pozitivă la tensiunea $U_{SS}$), tranzistoarele $T_5$ și $T_6$ sînt blocate, iar celula de memorie este izolată de liniile de înscriere și lectură. În acest caz, circuitul bistabil se găsește într-una din stările sale stabile. Se presupune $T_1$ blocat (off) și $T_2$ în conducție (on). În acest caz, nodul $A$ se găsește aproximativ la tensiunea $U_{DD}$, iar nodul $B$ la tensiunea pozitivă $U_{SS}$ (diferența de potențial între $U_{DD}$ și tensiunea drenei lui $T_2$ este disipată pe rezistorul $T_4$). Această stare a celulei se numește stare stabilă 1.

*Înscrierea datei.* Pentru schimbarea informaţiei stocate în celula de memorie, linia de selectare cuvînt se polarizează la potenţialul coborît $U_{DD}$, starea logică 0, pentru deblocarea tranzistoarelor $T_5$, $T_6$, iar linia de înscriere şi lectură se polarizează în mod corespunzător semnalului logic de înscris. Se presupune situaţia din fig. 8.35, *b* în care linia de înscriere *A* se găseşte în starea logică 1 (tensiunea $U_{SS}$), iar linia de înscriere *B* în stare logică 0 (tensiunea $U_{DD}$). Aplicînd prin intermediul tranzistorului $T_5$ potenţialul ridicat al liniei A în nodul *A*, aceasta se transmite pe grila lui $T_2$ (iniţial în conducţie) şi-l blochează. Simultan, prin intermediul porţii $T_6$ se transmite în nodul *B*, deci şi pe grila lui $T_1$, potenţialul coborît al liniei de înscriere *B* ; tranzistorul $T_1$ va intra în conducţie. Prin urmare, în urma aplicării potenţialelor menţionate pe liniile de înscriere *A* şi *B*, se obţine o nouă stare stabilă a celulei de memorie, caracterizată prin $T_1$ în conducţie şi $T_2$ blocat. În completarea operaţiei de înscriere a datei, potenţialul liniei de selectare a cuvîntului creşte la valoarea $U_{SS}$, pentru a bloca porţile $T_5$ şi $T_6$, izolînd prin aceasta celula de memorie de liniile de înscriere.

*Lectura datei.* Prin aplicarea semnalelor complementare $U_{SS}$ (nivel logic 1) şi $U_{DD}$ (nivel logic 0) la liniile *A* respectiv *B* în timpul cînd linia de selectare cuvînt este activată, este permisă înscrierea din nou în celula de memorie a stării stabile 1.

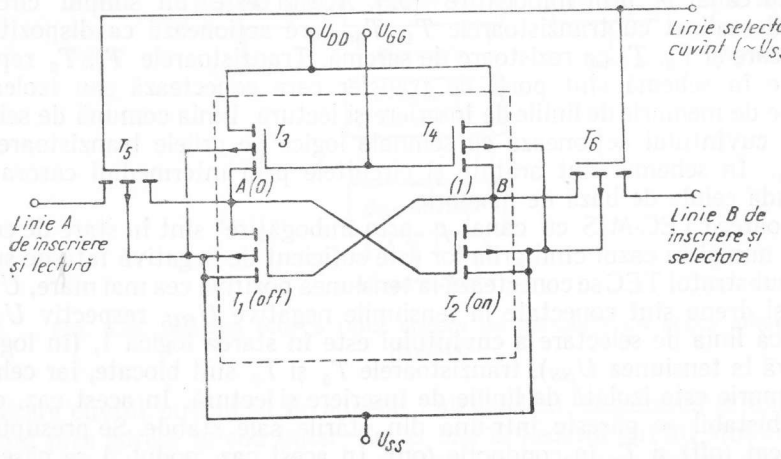
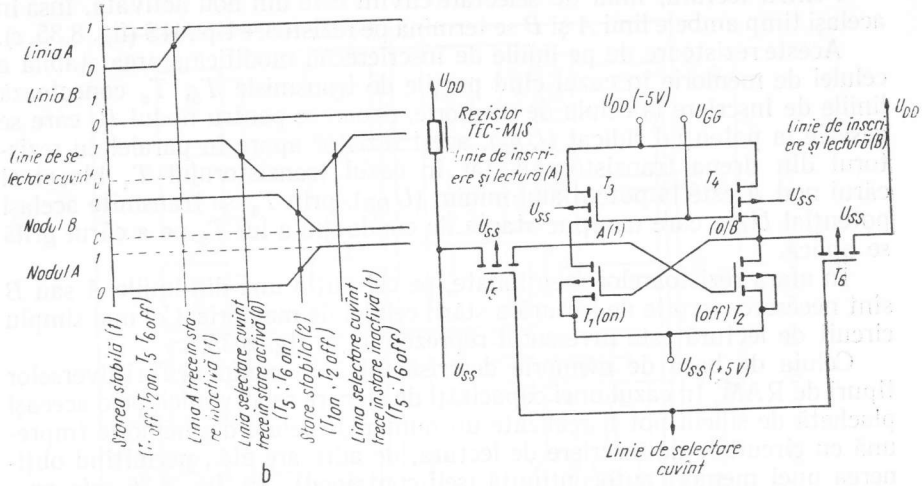
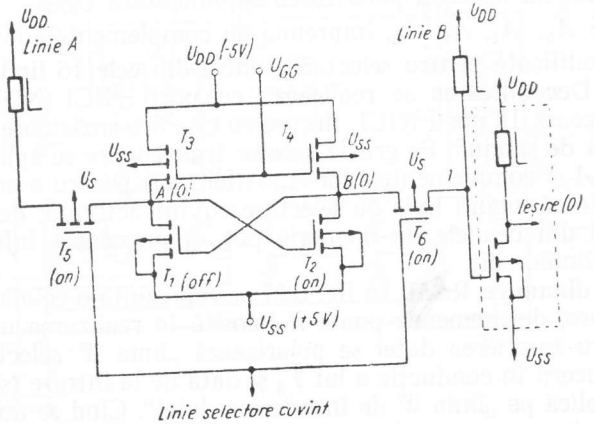



Fig. 8.35. Celule de memorie RAM statică :

*a* — celula de bază de memorie statică în stare stabilă ;




memorie RAM statică :

*b* — polarizarea celulei corespunzătoare operaţiei de înscriere; *c* — polarizarea celulei corespunzătoare operaţiei de lectură.

Pentru lectură, linia de selectare cuvînt este din nou activată, însă în același timp ambele linii $A$ și $B$ se termină pe rezistoare tip MIS (fig. 8.35, *c*).

Aceste rezistoare de pe liniile de înscriere nu modifică starea stabilă a celulei de memorie în cazul cînd porțile de transmisie $T_5$, $T_6$ conectează liniile de înscriere la celula de memorie, deoarece pentru nodul $B$, care se găsește la potențial ridicat ($U_{SS}$), acest rezistor apare în paralel cu rezistorul din drena tranzistorului, iar în cazul tranzistorului $T_1$ blocat al cărui nod $A$ este la potențialul minim ($U_{DD}$), prin $T_5$ se transmite același potențial $U_{DD}$, care menține starea de conducție a lui $T_2$ pe a cărui grilă se aplică.

În afara rezistoarelor menționate, pe cel puțin una din liniile $A$ sau $B$ sînt necesare circuite de lectură a stării celulei de memorie. Cel mai simplu circuit de lectură este inversorul reprezentat în fig. 8.35, *c*.

Celula de bază de memorie descrisă intră în componența diverselor tipuri de RAM. În cazul unei capacități de stocare relativ mici, pe o aceeași plachetă de siliciu pot fi realizate un număr de celule de memorie împreună cu circuitele de înscriere de lectură, de adresare etc., permițînd obținerea unei memorii autoconținută (self-contained). În fig. 8.36 este prezentată schema unei părți a memoriei cu acces aleator MC 1170 (Motorola) de 64 biți [32], organizată în 16 cuvinte a 4 biți fiecare. Memoria aceasta este încapsulată în capsula TO-5 cu 14 terminale exterioare. Numărul terminalelor scade la 12 dacă se utilizează rezistoare TEC-MIS saturate (care nu necesită polarizarea suplimentară $U_{GG}$).

Adresele $A_0$, $A_1$, $A_2$, $A_3$, împreună cu complementele lor $\overline{A}_0$, $\overline{A}_1$, $\overline{A}_2$, $\overline{A}_3$ sînt decodificate pentru selectarea uneia din cele 16 linii de selectare de cuvînt. Decodificarea se realizează cu porți NICI (NOR); în acest scop se utilizează 16 porți NICI, fiecare cu cîte 5 tranzistoare de comandă și un rezistor de sarcină. Pe grilele acestor tranzistoare se aplică semnalele de adresare $A$ și complementele lor $A$, astfel încît pentru o anumită adresare să existe o singură linie de selectare cuvînt activată, deci numai un anumit rînd din celulele de memorie pot să primească informații prin intermediul liniilor bit.

**Memorii dinamice RAM.** În fig. 8.37 se reprezintă o celulă de memorie dinamică, care, de asemenea poate fi folosită în realizarea unei memorii RAM. Pentru înscrierea datei se polarizează „linia $W$ selectare cuvînt" în sensul aducerii în conducție a lui $T_3$ și data de la intrare (semnal 1 sau 0 logic) se aplică pe „linia $W$ de înscriere a datei". Cînd se dorește citirea datei de la intrare se polarizează „linia $W$ de înscriere a datei" în sensul blocării lui $T_3$ și „linia $R$ de lectură date" în sensul aducerii în conducție a lui $T_2$. În felul acesta, pe „linia de lectură date" apare semnalul de la intrare, inversat (datorită rezistorului $R$).

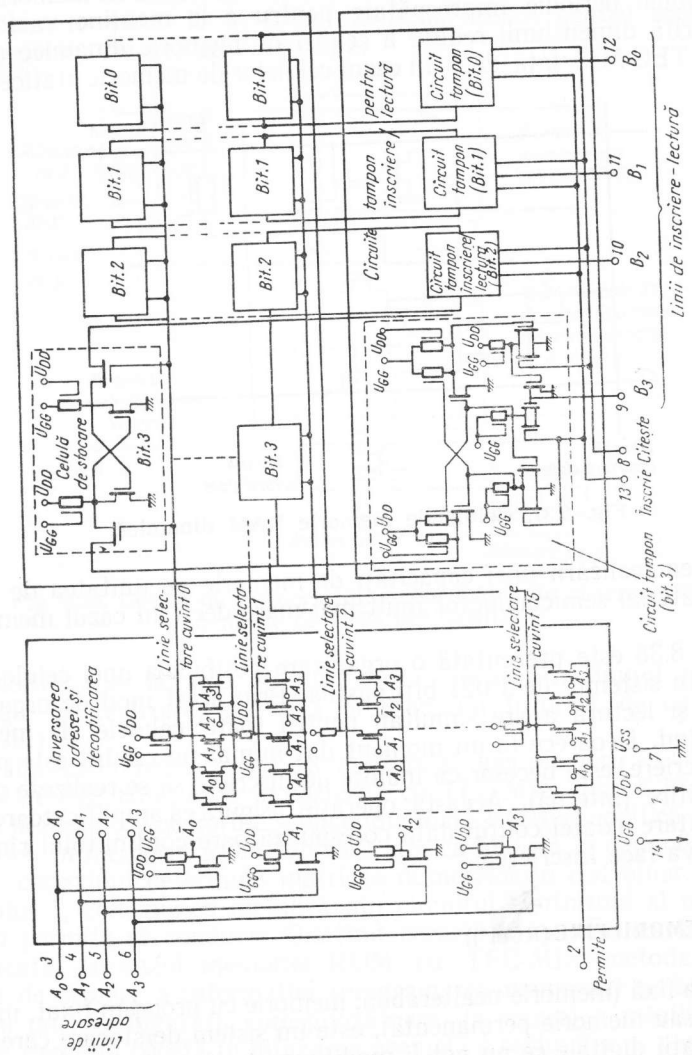



Fig. 8.36. Schema unei memorii RAM statică de 64 biți (MC 1170).

Spre deosebire de memoriile statice, datele stocate în memoriile dinamice trebuie periodic împrospătate pentru a le menține valabilitatea.

Datorită dimensiunii reduse a celulei de memorie dinamice (necesită numai 3 TEC-MIS față de 6 în cazul celulelor de memorie statice), există

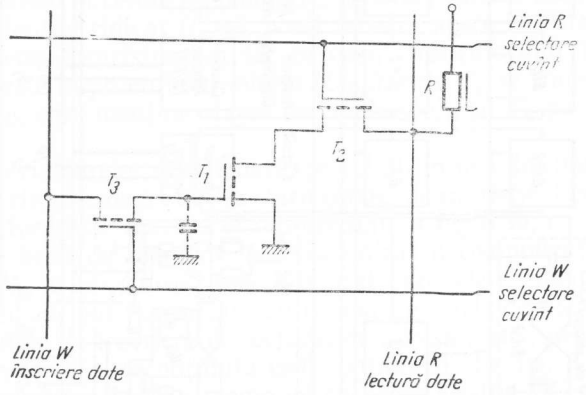



Fig. 8.37. Celulă de memorie RAM dinamică.

posibilitatea realizării unei capacități de memorie pe unitatea de suprafață de material semiconductor mult mai mare decît în cazul memoriilor statice.

În fig. 8.38 este prezentată o organizare posibilă a unei celule RAM dinamic din sistemul de 1 024 biți/pastilă. Prin acest mod de organizare înscrierea și lectura apare **simultan** pentru toate celulele de memorie dintr-un rînd. Deoarece la un moment dat numai un cuvînt este posibil pentru înscriere, este necesar ca înainte de înscriere să se realizeze o operație de citire (internă). Această operație asigură că amplificatoarele de reîmprospătare a datei conțin data corespunzătoare conținutului rîndului în care se va face înscrierea.

### 8.7.2. MEMORII FIXE (ROM*))

Memoria fixă (memorie nealterabilă, memorie cu program fixat, memorie moartă sau memorie permanentă), este un sistem de stocare care conține informații digitale ce nu pot fi modificate în timpul unei funcționări

*) Read-only-memories.



normale. Modul de amplasare a numerelor binare 1 și 0 pentru un cuvînt stocat într-o memorie ROM este totdeauna același pentru acel cuvînt (nu se poate înscrie o nouă informație).

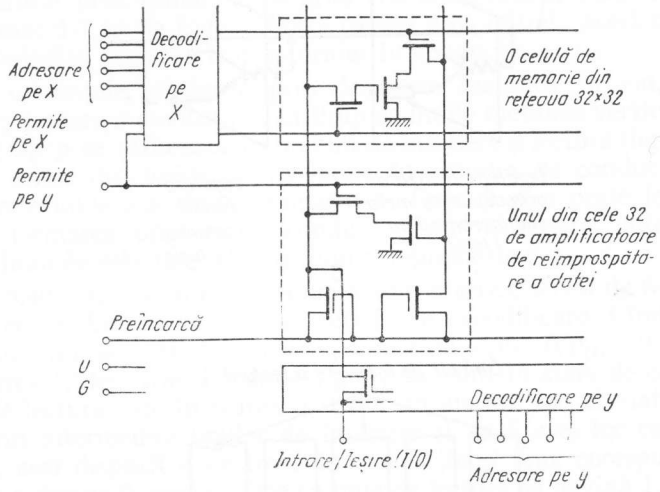



**Fig. 8.38. Celulă de memorie dinamică RAM din sistemul de memorie de 1 024 biți/pastilă.**

Memoriile fixe actuale au informația stocată în timpul procesului tehnologic de realizare, pe baza programului furnizat de cumpărător (beneficiar).

Din fig. 8.39 rezultă modul de realizare al unei memorii ROM în cazul CI bipolare (fig. 8.39, *a*) și în cazul CI cu TEC-MIS (fig. 8.39, *b*). Pornind de la ideea că memoriile semiconductoare ROM se codifică în timpul fabricației, în memoria ROM bipolară, masca folosită la depunerea metalului de conexiuni determină matricea numerelor în cod binar. În cazul numărului 1, conexiunea metalică din circuitul emitorului al unui tranzistor îi permite să conducă. Omițînd această conexiune conducția este împiedicată. În cazul memoriei ROM cu TEC-MIS metoda cea mai comodă de stocare a informației (programarea memoriei) se bazează pe folosirea unei configurații corespunzătoare (la cerere) a măștii oxidului de grilă. Procesul constă în difuzarea normală a regiunilor *p* pentru sursă și drenă pentru întreaga matrice, după care se crește un strat de oxid gros pe întreaga suprafață a plachetei. Configurația măștii oxidului subțire de grilă definește programul memoriei. Dacă urmează să se stocheze

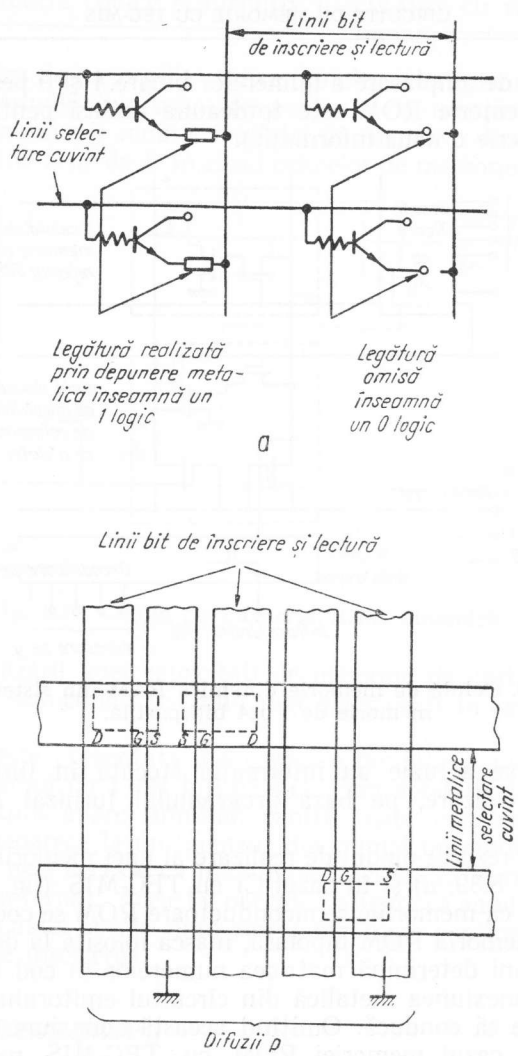



Fig. 8.39. Tehnologia de obținere a configurațiilor bit la memoriile fixe :

*a* — la memorii ROM cu TB configurațiile de bit sînt determinate de masca de metalizare ; *b* — la memorii ROM cu TEC-MIS configurațiile de bit sînt determinate de masca de oxid de grila.



numărul 1 într-o locație particulară a matricei, oxidul din regiunea grilei tranzistorului din locația respectivă se îndepărtează prin corodare și se înlocuiește cu un oxid subțire, care să permită intrarea în conducție a tranzistorului prin comanda pe grilă. În acele locații care trebuie să conțină numărul 0, nu se îndepărtează oxidul gros inițial ; acest oxid gros de grilă împiedică intrarea tranzistorului în conducție.

Liniile orizontale, obținute prin depunere metalică în vid, servesc ca linii de selectare a cuvîntului, în timp ce liniile metalice verticale peste difuziile de tip $p$ se utilizează ca linii bit de înscriere și lectură (fig. 8.39, *b*). Selectarea uneia din liniile cuvînt pune în situația de conducție toate tranzistoarele unde s-a stocat numărul 1. Oxidul gros peste locațiile 0 împiedică formarea unui canal conductor sub influența potențialului aplicat pe linia de selectare a cuvîntului și ieșirea este 0.

În fig. 8.40 este arătată o secțiune a unei matrice ROM de 64 cuvinte a 8 biți fiecare, fără a se arăta circuitele de decodificare. Cînd nu este prezent nici un semnal de adresare, liniile de ieșire $0/p_{(1)}$, $0/p_{(2)}$ etc., sînt în starea 1, deci tranzistoarele $T_0$, $T_1$ etc. sînt în stare de conducție, iar linia de lectură este în starea 0. Cînd un anumit loc al matricei este adresat prin intermediul liniilor de înscriere și dacă acel loc conține un dispozitiv, acel dispozitiv va trece în conducție și linia corespunzătoare de ieșire $0/p$ devine 0, ceea ce face ca linia de lectură să devină 1. În cazul cînd acel loc nu conține nici un dispozitiv, linia de lectură rămîne tot în starea 0. Astfel de memorii pot fi asamblate pentru a forma cuvinte mai lungi. De exemplu, opt celule din acestea adresate în paralel vor furniza o memorie ROM de 64 cuvinte a 8 biți fiecare.

### 8.7.3. MEMORII CU CONȚINUT ADRESABIL (CAM*))

Memoriile asociative sau cu conținut adresabil au particularități caracteristice, care le deosebesc de memoriile RAM și ROM, în care datele sînt stocate în locații specifice din memorie, a căror adresă trebuie cunoscută pentru a putea fi extrase. Memoria CAM este similară cu memoria cu acces aleator numai în privința posibilității pe care o are de a înscrie și citi datele. Accesul la celula de memorie asociativă se poate face simultan și în paralel pe baza unei chei de referință și nu pe baza selectării unei anumite adrese, realizîndu-se astfel asociații între diverse date.

*) Content-addresable-memories.

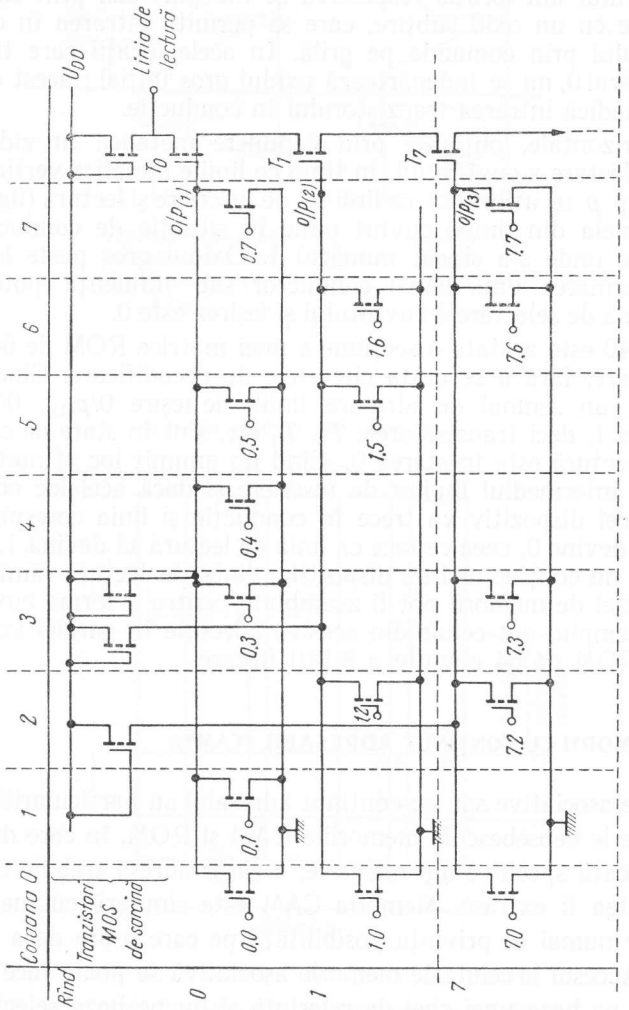



Fig. 8.40. Secțiune prin matricea de memorie ROM de 512 biți (64 cuvinte × 8 biți).



Schema de principiu a celulei de memorie asociativă cu TEC-MIS cu canal $p$ „prin îmbogățire" este arătată în fig. 8.41, *a*. Informația este stocată în circuitul basculant care constă din tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_9$ și $T_{10}$. Tranzistoarele $T_7$, $T_8$ permit celulei să participe la operațiile de înscriere și lectură. Tranzistoarele $T_3$, $T_4$, $T_5$ și $T_6$ realizează funcția logică SAU-EXCLUSIV necesară pentru căutarea asociativă a datei. Celula de memorie realizată conform fig. 8.41, *a* funcționează cu un ciclu de timp mai mic de 300 ns în oricare din etapele de înscriere, lectură sau căutare.

Deoarece celula de stocare permite funcționarea prin alimentarea în impulsuri de la sursa de putere, prin intermediul rezistoarelor de sarcină $T_9$ și $T_{10}$, puterea disipată în repaus este foarte mică. Rezistența acestor tranzistoare poate fi mărită (funcționarea în regim saturat, grila se conectează la sursa $U_{DD}$) fără să se afecteze viteza de comutație, deoarece capacitățile celulei de stocare sînt încărcate (și descărcate) prin dispozitive de rezistență mult mai mică. Puterea disipată este mai mică de 100 μW/celulă de stocare și este posibilă micșorarea acesteia cu un ordin de mărime.

Fiecare celulă de stocare a memoriei CAM, cu circuite periferice corespunzătoare, realizează trei categorii de operații: lectură, înscriere și interogare (căutare).

În timpul înscrierii informația este aplicată, într-o formă complementară, la liniile $B_0$ și $B_1$. Linia de interogare $I$ este legată la pămînt. Cuvîntul care trebuie înscris este selectat prin aplicarea unei tensiuni negative pe linia de selectare a cuvîntului $W$ ; în acest caz tranzistoarele $T_7$ și $T_8$ din toate celulele din cuvîntul selectat conduc și circuitul bistabil corespunzător se leagă la liniile de înscriere și lectură. Selectarea simultană a mai multor linii de cuvînt face ca informația să fie înscrisă în toate cuvintele selectate.

Pentru operația de lectură aplicarea tensiunilor se face ca în cazul precedent, cu excepția că toate liniile de înscriere și lectură rămîn negative. Din nou $T_7$ și $T_8$ vor conecta liniile de înscriere și lectură la nodurile bistabilului din cuvintele selectate. În acest caz, lectura se face prin detectarea curentului care curge în liniile de înscriere și lectură, asociate cu nodurile existente la tensiune coborîtă. Întîrzierea necesară după selectarea cuvîntului stabilește timpul de acces.

Pentru operația de interogare (căutare), toate liniile de cuvînt $W$ sînt neselectate, adică polarizate în sensul blocării lui $T_7$ și $T_8$ și linia de interogare $I$ este activată, prin aplicarea unei tensiuni negative. Informația de interogare este aplicată sub formă complementară pe liniile de înscriere și selectare. În felul acesta fie $T_3$ sau $T_4$ vor fi în conducție în funcție de informația de intrare (sau ambele blocate), fie $T_5$ sau $T_6$ va fi în conducție, în funcție de starea în care se găsește circuitul basculant. Cînd apare

nepotrivirea (neechivalarea) una din cele două perechi de tranzistoare $T_3$ și $T_5$ sau $T_4$ și $T_6$ va fi în conducție. Toate tranzistoarele $T_{11}$ din întregul sistem de memorie de asemenea sînt în conducție. Rezultatul acestor

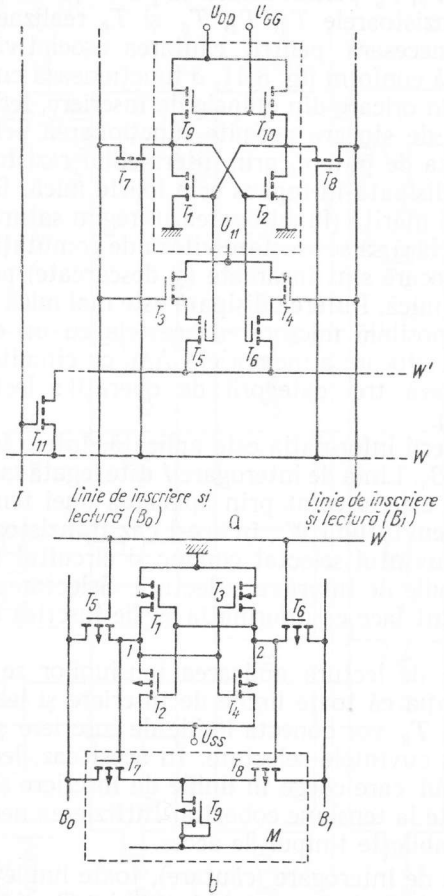



Fig. 8.41. Schema de principiu a unei celule de memorie CAM :
*a* — cu TEC-MIS cu canal *p* ; *b* — cu TEC-MIS complementare.

condiții este că fiecare neechivalare va contribui la curentul care trece de la sursa $U_{11}$ la linia sa $W'$ și prin $T_{11}$ la linia $W$. Numai dacă un cuvînt



particular este echivalat exact în toate pozițiile bit nemascate, curentul spre borna $W$ va fi zero [33].

În fig. 8.41, *b* este arătată o celulă de memorie CAM cu TEC-MIS complementare [34], circuitul din dreptunghiul cu linie întreruptă reprezentînd circuitul logic de echivalare. Celula de stocare constă dintr-un circuit basculant cu tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$, $T_4$. Cele două linii de înscriere și lectură $B_0$ și $B_1$ sînt conectate la circuitul basculant prin $T_5$ și $T_6$, controlate de linia de cuvînt $W$. Cele două stări stabile ale circuitului basculant apar la nodurile *1*, respectiv *2*, la potențialul $U_{SS}$ sau la pămînt. Numărul binar 1 este stocat cînd nodul *1* este la potențialul $U_{SS}$ și nodul *2* la pămînt ; binarul 0 este stocat cînd nodul *2* este la $U_{SS}$ și nodul *1* la pămînt. În timpul stării staționare, potențialul liniei de cuvînt $W$ este menținut la valoarea $U_{SS}$ și deci $T_5$ și $T_6$ sînt blocate, iar circuitul basculant este izolat de liniile $B_0$ și $B_1$. Ambele linii $B_0$ și $B_1$ sînt menținute la potențialul pămîntului în timpul ciclurilor staționare sau de citire. Tranzistoarele $T_7$, $T_8$ și $T_9$ constituie circuitul logic de echivalare. Grilele lui $T_7$ și $T_8$ sînt legate la nodurile *1* și *2*. Rezultă că $T_7$ va fi în conducție dacă în celulă este stocat 0 binar, iar $T_8$ va fi în conducție dacă în celulă este stocat 1 binar. Tranzistorul $T_9$ este conectat ca diodă. Curentul trece fie de la $T_7$ prin $T_9$ la linia de echivalare $M$, fie de la $T_8$ prin $T_9$ la aceeași linie. În mod normal linia $M$ rămîne la potențialul pămîntului în afara cazului în care există neconcordanță între informația care se caută și cea stocată în memorie.

Informația este redată (citită) cînd celula de memorie este selectată prin scăderea potențialului liniei cuvînt $W$ (punerea la pămînt).

Operația de înscriere este însoțită de activarea liniei cuvînt $W$ și simultan aplicarea potențialelor corespunzătoare liniilor $B_1$ și $B_0$, $U_{SS}$ sau 0, în funcție de numărul care urmează să se înscrie.

Pentru căutarea numărului binar 1, potențialul liniei $B_0$ se crește la $U_{SS}$ iar al liniei $B_1$ rămîne la pămînt. Dacă un 1 este stocat în celula de memorie, tranzistorul $T_7$ se blochează și linia de echivalare rămîne la potențialul pămîntului, indicînd o echivalare. În acest timp și $T_8$ este blocat. Dacă în celula de memorie era stocat numărul 0, atunci $T_7$ conduce și prin $T_7$ și $T_9$ va trece un curent de la linia $B_0$ la linia $M$, indicînd o nepotrivire.

Pentru căutarea numărului binar 0, potențialul liniei $B_1$ se crește la $U_{SS}$, în timp ce potențialul liniei $B_0$ rămîne la pămînt. În cazul nepotrivirii, tranzistorul $T_8$ este cel care participă la circulația curentului prin $T_9$ la linia $M$.